


А. А. ЖУРАВЛЕВ
К. Б. МАЗЕЛЬ

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ



МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

ВЫПУСК 857

А. А. ЖУРАВЛЕВ,
К. Б. МАЗЕЛЬ

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Издание третье,
переработанное, дополненное



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА — 1974

6Ф2.14
Ж91
УДК 621.314.14



**Журавлев А. А. и Мазель К. Б.**

Ж91 Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. Изд. 3-е, перераб. и доп. М., Энергия, 1974.

88 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 857).

Рассматриваются наиболее употребительные схемы преобразователей постоянного напряжения на транзисторах и приводятся примеры их расчета. Описываются некоторые специальные схемы преобразователей, в том числе со стабилизацией выходного напряжения.
Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Ж $\frac{30405-259}{051(01)-74}$ 293-74 6Ф2.14



*Анатолий Андреевич Журавлев*
*Климентий Борисович Мазель*

**Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах**

Редактор Г. С. Найвельт
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Л. Н. Никитина
Корректор З. Б. Драновская

Сдано в набор 20/IX 1973 г. Подписано к печати 15/V 1974 г. Т-09712
Формат 84×108[1]/[32] Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 4,62
Уч.-изд. л. 5,97 Тираж 35 000 экз. Зак. 1057 Цена 25 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

За время, прошедшее после выхода первого и второго изданий настоящей брошюры, транзисторные преобразователи постоянного напряжения получили широкое распространение в различных областях техники, а литература по этому вопросу пополнилась рядом серьезных книг и статей. При этом существует потребность и в более популярной литературе для первоначального знакомства с транзисторными преобразователями. Настоящая брошюра, по мнению авторов, предназначается именно для этой цели.

По сравнению со вторым изданием брошюра в значительной степени переработана и дополнена описанием некоторых усовершенствованных схем преобразователей, в том числе со стабилизацией напряжения и регулированием частоты; введены дополнения в методику расчета и заново выполнены примеры расчетов; пересмотрены и дополнены справочные таблицы полупроводниковых приборов и добавлены справочные материалы, относящиеся к расчету трансформаторов для преобразователей.

Глава 1 брошюры написана А. А. Журавлевым, гл. 2, 3, 4 и 5 — К. Б. Мазелем.

*Авторы*

Глава первая

# ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

## 1. ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразование энергии источников постоянного тока одного напряжения в постоянный или переменный ток другого напряжения находит широкое применение в современной электронной аппаратуре.

Необходимость создания малогабаритных, экономичных, простых и надежных в эксплуатации источников питания для электронной аппаратуры, и в первую очередь для переносной и передвижной, с особой остротой возникла в связи с широким применением полупроводниковых приборов.

В переносной и передвижной радиоаппаратуре основными первичными источниками низкого напряжения служат аккумуляторные батареи и сухие элементы. До развития полупроводниковой техники высоковольтные цепи обычно питались от громоздких сухих анодных батарей, имеющих малую емкость и небольшой срок хранения, или от электромашинных преобразователей — умформеров. Кроме умформеров, некоторое распространение имели также преобразователи на лампах с холодным катодом, на тиратронах и других приборах. До недавнего времени для питания анодно-экранных цепей маломощной (до 100 *вт*) переносной аппаратуры широко применялись вибрационные преобразователи, имеющие значительные преимущества перед умформерами.

Однако ни один из этих типов преобразователей при малых мощностях не обладает достаточно высоким к. п. д. Это объясняется тем, что значительная часть потребляемой энергии, сравнительно мало зависящей от величины нагрузки, тратится непосредственно в самих преобразователях. В умформере, например, энергия теряется на преодоление силы трения, на потери в стали и меди. В вибропреобразователе потребляет энергию катушка электромагнита. Преобразователи напряжения с электровакуумными приборами потребляют энергию в цепях накала. Кроме того, перечисленные типы преобразователей имеют малый срок службы, относительно большие габариты и вес, создают помехи радиоприему из-за искрения механических контактов (вибропреобразователи и умформеры), требуют сравнительно высокого первичного напряжения (преобразователи на электровакуумных приборах).

В настоящее время задача преобразования постоянного напряжения наиболее эффективно решается при помощи транзисторов,

электрические характеристики которых позволяют выполнять функции весьма совершенных низковольтных переключателей. Прерывая с их помощью постоянный ток в первичной обмотке трансформатора, можно получить требуемое переменное напряжение на зажимах вторичной обмотки.

Транзисторные преобразователи позволяют преобразовывать постоянное напряжение одного номинала в более высокое или более низкое переменное напряжение прямоугольной формы, которое при необходимости может быть выпрямлено. Мощность, получаемая от преобразователей, лежит в пределах от единиц до нескольких сотен ватт. Частота преобразования может быть выбрана в пределах от нескольких сот герц до десятков килогерц. Повышение частоты преобразования позволяет значительно уменьшить габариты и вес трансформаторов и сглаживающих фильтров. Преобразователи на транзисторах по сравнению с умформерами и вибропреобразователями имеют ряд преимуществ: более высокую надежность и больший срок службы из-за отсутствия подвижных частей, повышенный к. п. д., достигающий 80—90%, высокую устойчивость к вибрациям и ударам, более низкий уровень акустических помех.

Транзисторные преобразователи имеют важное значение не только для переносной и передвижной, но и для стационарной аппаратуры в неэлектрифицированных районах. В условиях экспедиций или аварийных групп при наличии термоэлектрического полупроводникового генератора (питаемого от керосиновой лампы) или аккумулятора (заряжаемого от двигателя автомашины, трактора или ветродвигателя) можно обеспечить электропитанием различные маломощные радиотехнические устройства.

Транзисторные преобразователи могут быть использованы как экономичные и компактные источники высокого напряжения для питания портативных приемо-передатчиков, импульсных ламп фотовспышек, электроннолучевых осциллографов, счетчиков заряженных частиц и пр.

Попутно отметим, что в настоящее время промышленность выпускает кремниевые управляемые вентили-тиристоры, которые предназначены для использования их в качестве переключающих элементов. Использование тиристоров позволяет довести мощность преобразователей постоянного напряжения до нескольких десятков киловатт. Однако схемы преобразователей на тиристорах существенно отличаются от транзисторных преобразователей и поэтому в данной брошюре не рассматриваются.

## 2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Преобразователи на транзисторах можно разделить на два основных типа: *без усиления мощности и с усилением мощности.*

Блок-схема преобразователя первого типа приведена на рис. 1. Такой преобразователь состоит из источника постоянного напряжения, генератора с самовозбуждением (автогенератора) с прямоугольной формой выходного напряжения, выпрямителя, сглаживающего фильтра и нагрузки.

Блок-схема преобразователя второго типа изображена на рис. 2. Она отличается от предыдущей блок-схемы наличием усилителя, повышающего мощность колебаний автогенератора. Автогенератор

(задающий генератор) и усилитель мощности питаются от общего источника, постоянное напряжение которого необходимо преобразовать.

В преобразователях первого типа обмотки автогенератора и выпрямителя размещаются на одном трансформаторе. В преобразователях второго типа автогенератор рассчитывают на небольшую мощ-

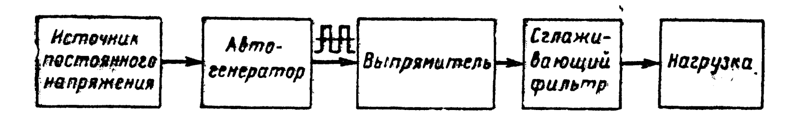



Рис. 1. Блок-схема преобразователя на транзисторах без усиления мощности.

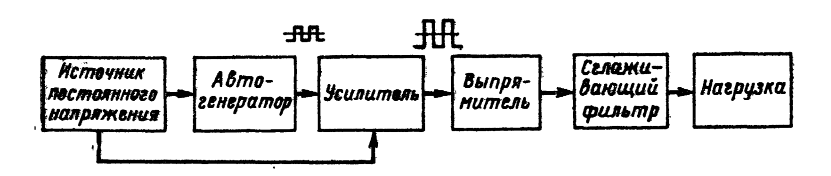



Рис. 2. Блок-схема преобразователя на транзисторах с усилением мощности.

ность, необходимую для возбуждения выходного каскада, и он выполняется на отдельном малогабаритном трансформаторе. Напряжение, получаемое от автогенератора, усиливают (обычно усилителем на транзисторах, работающих в ключевом режиме) и затем выпрямляют. Выходной трансформатор усилителя является выходным трансформатором преобразователя.

В преобразователях первого типа жесткая связь обмоток автогенератора и выпрямителя приводит к тому, что изменение нагрузки выпрямителя влияет на режим работы автогенератора, изменяя частоту переменного напряжения и его форму; это в свою очередь влияет на величину выходного выпрямленного напряжения.

Поэтому преобразователи первого типа обычно применяют при неизменяющихся нагрузках и малых выпрямленных мощностях.

В преобразователях второго типа указанный недостаток отсутствует. Форма напряжения и частота задающего генератора практически не зависят от изменения нагрузки, так как автогенератор нагружен на входную цепь усилителя мощности, сопротивление которой практически не зависит от нагрузки.

Преобразователи с усилителями мощности целесообразно применять в тех случаях, когда требуется получить мощность выше 50—100 *вт*. Потери мощности, связанные с применением отдельного задающего генератора, вполне компенсируются высоким к. п. д. усилителя и выпрямителя переменного напряжения прямоугольной формы. Кроме того, отдельный задающий генератор позволяет питать несколько усилителей, не вызывая при этом взаимных влияний.

## 3. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

В основе работы преобразователей постоянного напряжения лежит принцип прерывания постоянного тока в первичной обмотке трансформатора. Чтобы преобразователь работал с минимальными потерями, прерывающее устройство должно иметь очень большое сопротивление в состоянии «выключено» и очень малое в состоянии «включено». Подобными характеристиками обладают транзисторы, работающие в режиме переключений. Состояние «выключено» соответствует запертому транзистору, когда коллекторный ток отсутствует и сопротивление транзистора достигает сотен килоом.

В состоянии «включено» транзистор работает в области насыщения, через него проходит максимальный ток, а сопротивление его составляет доли ома. Таким образом, при максимальном напряжении на коллекторе ток коллектора будет близок к нулю, а при протекании через транзистор максимального тока падение напряжения на транзисторе будет очень мало. Поэтому в режиме переключений потери в транзисторе в обоих состояниях будут незначительными.

Для получения высокого к. п. д. преобразователя необходимо, чтобы время переключения транзистора из одного состояния в другое было минимальным. Это условие выполняется в генераторе напряжения прямоугольной формы.

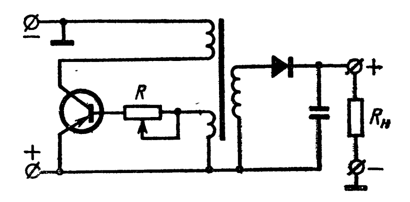



Рис. 3. Схема преобразователя с однотактным транзисторным автогенератором и однополупериодным выпрямителем.

На рис. 3 показана схема простейшего преобразователя постоянного напряжения без усиления мощности. Преобразователь состоит из релаксационного генератора с самовозбуждением (автогенератора), собранного по однотактной схеме с трансформаторной связью, и однополупериодного выпрямителя, работающего на емкость. В состоянии «включено», т. е. когда сопротивление транзистора мало, происходит накопление энергии в магнитном поле трансформатора; в состоянии «выключено», когда сопротивление транзистора велико, накопленная энергия отдается в нагрузку $R_н$. Такую однотактную схему называют *схемой с обратным включением вентиля* в отличие от схемы с *прямым включением вентиля*, в которой энергия в нагрузку передается, когда транзистор открыт. Следует отметить, что последняя схема из-за многих недостатков практически почти не применяется.

Резистор $R$ в цепи базы транзистора служит для регулирования выходной мощности преобразователя. Однако нужно иметь в виду, что с увеличением сопротивления этого резистора к. п. д. устройства падает. В этой схеме напряжение на нагрузке $R_н$ представляет собой сумму напряжений на конденсаторе и на входе преобразователя, что повышает к. п. д. схемы и величину выходного напряжения. В однотактной схеме автогенератора (рис. 3) существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, увеличивающее потери в преобразователе. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение и может быть использована лишь при выходной мощности не более 3—5 *вт*.

В настоящее время широкое распространение получили двухтактные автогенераторы с трансформаторной связью. Такие схемы позволяют сравнительно легко получить на выходе автогенератора напряжение симметричной прямоугольной формы.

Транзисторы генераторов с самовозбуждением могут быть включены по схеме с общей базой (рис. 4, *а*), с общим эмиттером (рис. 4, *б*) или с общим коллектором (рис. 4, *в*). В этих схемах транзисторы работают как переключатели, поочередно открываясь и закрываясь. Частота переключений определяется параметрами трансформатора.

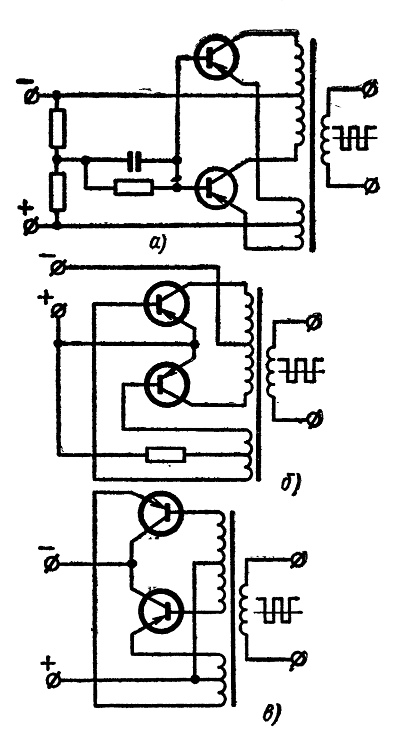



Рис. 4. Двухтактные схемы транзисторных генераторов с самовозбуждением.

Наибольшее распространение получила схема преобразователя с общим эмиттером, позволяющая при малых напряжениях источника питания получить большой к. п. д.

В случае, когда отрицательный полюс источника питающего напряжения «заземлен», иногда используют схему с общим коллектором, так как при этом отпадает необходимость изолировать корпус транзистора (типа *р-п-р*) от корпуса преобразователя; эта схема требует повышенного напряжения базовой обмотки.

Схема с общей базой не имеет значительных преимуществ по сравнению с другими схемами; габариты ее трансформатора будут больше, чем в схеме с общим эмиттером, из-за повышенной мощности обмотки, питающей базовую цепь.

Наибольшая мощность, которая может быть преобразована, определяется максимально допустимыми значениями коллекторного тока и напряжения для данного типа транзистора.

В приложении 1 приведены основные данные некоторых транзисторов, которые могут быть использованы в преобразователях постоянного напряжения. Более подробные сведения о транзисторах можно найти в справочниках.

## 4. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ФИЛЬТРОВ

Для получения постоянного напряжения в транзисторных преобразователях нужно применять схемы выпрямления, не вызывающие постоянного подмагничивания сердечника трансформатора. К таким

схемам относятся: *мостовая* (рис. 5, *а*), *двухполупериодная* с нулевой (средней) точкой (рис. 5, *б*) и двухполупериодная схема *удвоения* напряжения (рис. 5, *в*).

Однополупериодная схема выпрямления (рис. 3), в которой имеется постоянное подмагничивание сердечника, применяется очень редко и только для выпрямления малых мощностей.

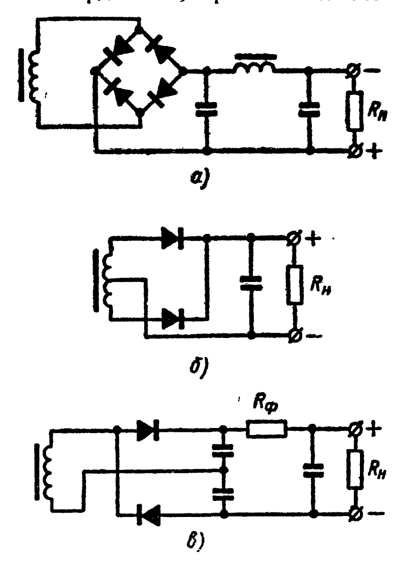


Рис. 5. Схемы выпрямителей.

В качестве электрических вентилей в выпрямителях чаще всего применяют германиевые и кремниевые диоды, а иногда — селеновые столбы и кенотроны.

В приложении 2 приведены основные данные германиевых и кремниевых диодов, которые могут быть использованы в транзисторных преобразователях.

Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения применяют сглаживающие фильтры (рис. 6). Вместо резисторов и дросселей в сглаживающих фильтрах иногда применяются транзисторы. Простейшие схемы таких фильтров приведены на рис. 7. Действие транзисторного фильтра основано на том, что сопротивление участка эмиттер — коллектор для переменного тока гораздо больше, чем для постоянного. Транзисторный фильтр по сравнению с фильтрами на резисторах и дросселях позволяет в ряде случаев получить значительный выигрыш в габаритах,

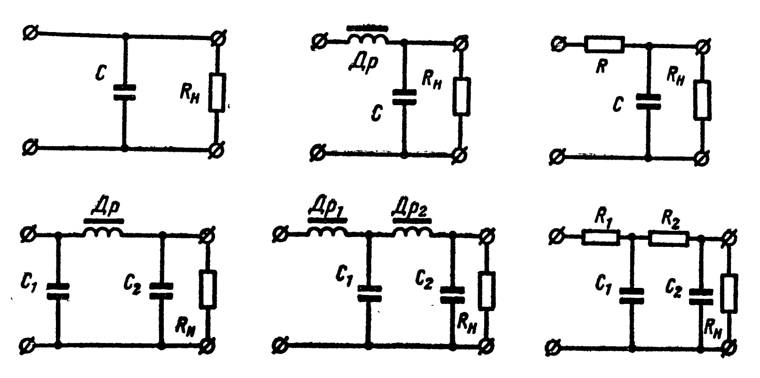


Рис. 6. Схемы сглаживающих фильтров.

весе и к. п. д. Так, например, фильтр по схеме рис. 7, *б* обеспечивает коэффициент сглаживания пульсации порядка 500; для получения та-

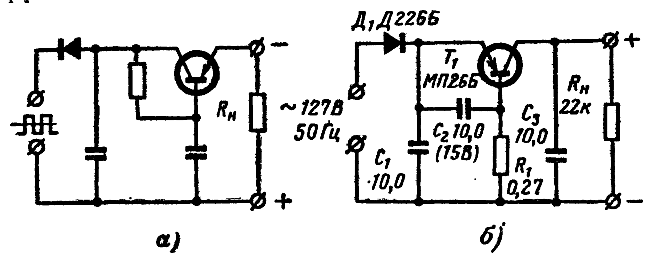



Рис. 7. Схемы сглаживающих фильтров на транзисторах.

кого же коэффициента сглаживания с дросселем понадобилось бы иметь индуктивность около 500 *гн*.

## 5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Разработку преобразователя начинают с выбора схемы и расчета ее основных элементов. Затем подбирают все материалы, детали и узлы преобразователя, проверяют их исправность и соответствие предъявляемым требованиям.

Преобразователь обычно монтируют на шасси из алюминия или листовой стали и для уменьшения наводок и помех закрывают металлической крышкой.

Для обеспечения нормального теплового режима транзисторов применяют теплоотводящие металлические пластины (радиаторы). Очень часто теплоотводом для транзисторов служит непосредственно само шасси. При этом, если корпус транзистора должен быть электрически изолирован от шасси, применяют тонкую слюдяную прокладку.

Транзисторные преобразователи требуют гораздо меньшего ухода, чем какие-либо другие. Это объясняется тем, что транзисторы имеют значительно больший срок службы, чем, например, вибраторы или электровакуумные приборы. Обычно срок службы деталей транзисторного преобразователя практически совпадает со сроком службы самих транзисторов. Кроме того, в транзисторных преобразователях выделяется меньше тепла, чем в других преобразователях, что увеличивает срок службы деталей (конденсаторов, резисторов и т. п.).

В настоящее время транзисторы являются достаточно надежными элементами; выход их из строя вызывается обычно случайными перегрузками или связан с нарушением герметичности корпуса транзистора.

Если транзисторы должны работать при повышенной окружающей температуре (выше +25 °С), то для надежной работы схемы режим использования транзисторов должен быть облегчен (по сравнению с режимом, допустимым в нормальных условиях, т. е. при окружающей температуре от +15 до +25 °С). При этом максимально

допустимая мощность рассеяния на транзисторе определяется по формуле

$$P_{т.\ макс} \leqslant [T_{п.макс} - (T_{окр} + 10)]/R_т,\ вт,$$

где $T_{п.макс}$ — максимально допустимая температура коллекторного перехода, °С; $T_{окр}$ — температура окружающей среды, °С; $R_т$ — тепловое сопротивление участка переход — корпус транзистора, °С/*вт*.

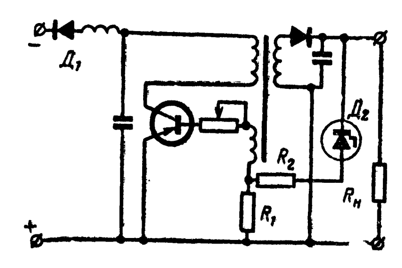



Рис. 8. Преобразователь с защитными устройствами.

Значения $T_{п.макс}$ и $R_т$ для различных типов транзисторов приведены в приложении 1.

Если полученная при расчете преобразователя величина мощности рассеяния $P_т$ больше максимально допустимой $P_{т.макс}$, то необходимо выбрать транзистор большей мощности или применить параллельное включение транзисторов.

Требуемая поверхность теплоотвода определяется по приближенной формуле

$$S \geqslant \frac{1\,500 P_т}{T_{п.\ макс} - (T_{окр} + P_т R_т + 10)},\ см^2.$$

Нужно отметить, что транзисторы, весьма прочные в механическом отношении, легко повреждаются при электрических перегрузках. Поэтому не следует допускать даже мгновенного превышения максимально допустимых значений напряжений и токов. Необходимо также строго соблюдать полярность включения источников питания транзисторных преобразователей, так как даже кратковременная перемена полярности питающего напряжения приводит к пробою транзисторов.

На рис. 8 приведена схема преобразователя, в котором предусмотрена защита питаемых устройств, а также самого преобразователя от резкого повышения напряжения на выходе. В этой схеме нормальное выходное напряжение преобразователя меньше напряжения стабилизации стабилитрона $Д_2$. Если в результате каких-либо причин (например, при увеличении напряжения питания или при уменьшении тока нагрузки) напряжение на выходе преобразователя увеличится и достигнет напряжения стабилизации стабилитрона, то с делителя $R_1$—$R_2$ на базу транзистора поступит положительный импульс, который закроет транзистор и сорвет колебания генератора. Однако с прекращением тока через стабилитрон колебания генератора снова возникнут. При этом, если причина повышения выходного напряжения устранена, то нормальная работа схемы восстановится. Если же напряжение на выходе снова окажется повышенным, то колебания генератора опять сорвутся и весь процесс повторится снова.

Для предотвращения выхода транзистора из строя в случае изменения полярности питающего напряжения в схему на рис. 8 введен диод-предохранитель $Д_1$. Для защиты источника питания от по-

мех, создаваемых преобразователем, на входе преобразователя включен Г-образный фильтр.

В приложении 3 приведены основные данные некоторых стабилитронов, которые могут найти применение в схемах преобразователей.

Глава вторая

# ДВУХТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

## 6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При питании от источников с напряжением до 20—25 *в* наибольшее распространение получили двухтактные преобразователи.

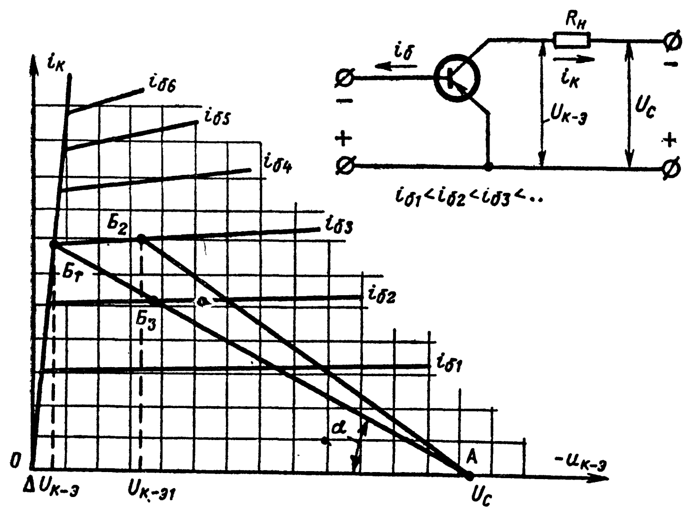



Рис. 9. Статические характеристики транзистора при включении по схеме с общим эмиттером.

Анализировать работу и рассчитывать двухтактный преобразователь можно, пользуясь коллекторными характеристиками транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 9). Из них следует, что для получения минимального падения напряжения на открытом транзисторе при заданном токе коллектора транзистор должен находиться в режиме насыщения (точка $Б_1$). Этот режим обеспечивается протеканием соответствующего базового тока $i_б \geqslant i_к/\beta$, где $\beta$ — коэффициент усиления транзистора; для точки $Б_1$ $i_б \geqslant i_{б3}$.

В режиме насыщения падение напряжения на участке коллектор — эмиттер составляет $\Delta U_{к\text{-}э} = 0{,}3 \div 0{,}6$ *в* для германиевых транзисторов и 1—2 *в* для кремниевых. Чтобы запереть транзистор с проводимостью *p-n-p*, следует подать на его базу небольшое положительное напряжение по отношению к эмиттеру. При этом напряжение источника питания (сети постоянного тока) $U_с$ почти полностью окажется приложенным к участку коллектор—эмиттер (точка *А*). Для упрощения рисунка обратный ток коллекторного перехода ($I_{ко}$) запертого транзистора полагаем равным нулю.

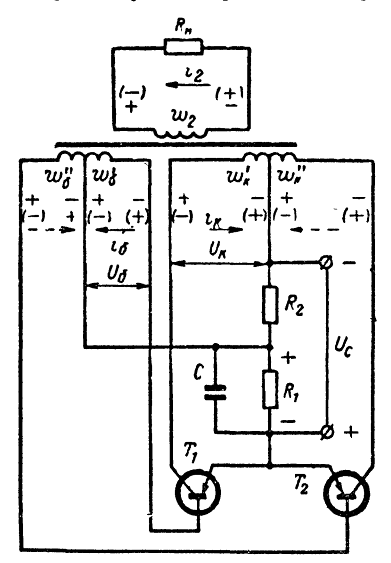



Рис. 10. Схема двухтактного преобразователя на транзисторах типа *p-n-p*.

Рис. 11. Прямоугольная петля перемагничивания.

Переход рабочей точки от режима отпирания (насыщения) к режиму запирания и обратно в случае чисто активного сопротивления нагрузки будет происходить по нагрузочной прямой $АБ_1$, наклон которой зависит от сопротивления нагрузки $R_н$. Нетрудно видеть, что $R_н = (U_с - U_{к\text{-}э})/i_к = \mathrm{ctg}\,\alpha$, где $U_{к\text{-}э}$ — напряжение между выводами эмиттера и коллектора, соответствующее данному значению тока коллектора $i_к$. Уменьшение сопротивления нагрузки (линия $АБ_2$) при неизменном токе базы приведет к увеличению падения напряжения на транзисторе (до величины $U_{к\text{-}э1}$); это вызовет увеличение мощности, выделяемой на транзисторе, и уменьшение к. п. д. преобразователя. В схемах преобразователей с самовозбуждением при допустимом уменьшении сопротивления нагрузки коллекторный ток увеличивается, а базовый ток, выбранный с достаточным запасом, незначительно уменьшается из-за увеличения потерь в схеме, но не ниже величины, обеспечивающей режим насыщения транзистора ($i_к/\beta$).

Рассмотрим простейшую двухтактную схему преобразователя (рис. 10), состоящую из двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, и трансформатора, имеющего коллекторную обмотку со средним выводом, две базовые обмотки, соединенные последовательно, и выходную обмотку. Коллекторную обмотку часто называют первичной, а базовую — обмоткой обратной связи. Для сердечника трансформатора желательно применять материал с прямоугольной (или почти прямоугольной) петлей перемагничивания (рис. 11), например пермаллой марок 50НП, 65НП, 34НКМП, 79НМ, чтобы потери мощности на транзисторах, а также в сердечнике были минимальны. Если увеличение потерь допустимо, то возможно применение и других магнитных материалов. Применение ферритовых сердечников может быть оправдано только при достаточно высоких частотах преобразования (50—100 *кгц*), так как при низких частотах размеры такого трансформатора будут значительно больше, чем трансформатора с пермаллоевым сердечником.

Делитель напряжения $R_1R_2$ (рис. 10) служит для запуска преобразователя. При включении питающего напряжения $U_c$ на резисторе $R_1$, шунтированном конденсатором $C$, появляется отрицательное напряжение (0,3—0,6 *в*), которое поступает к базам транзисторов, вызывая отпирание какого-либо из них.

Следует иметь в виду, что после включения преобразователя через резистор $R_1$ течет базовый ток в направлении, обратном току делителя, и создает на нем напряжение с полярностью, указанной на рис. 10.

Емкость конденсатора $C$ лежит обычно в пределах от 0,1 до 2 *мкф* (подбирается экспериментально).

Рассмотрим работу двухтактного преобразователя по схеме, приведенной на рис. 10, с трансформатором, имеющим сердечник из материала с прямоугольной петлей перемагничивания (гистерезиса). Предположим, что в некоторый момент времени открыт транзистор $T_1$. Тогда напряжение питания $U_c$ (за вычетом небольшого падения напряжения на участке коллектор—эмиттер $\Delta U_{к\text{-}э}$) окажется приложенным к половине коллекторной обмотки $w'_к$, создавая на ней и на других обмотках э. д. с. с полярностью, указанной на схеме рис. 10 (знаки даны без скобок). При этом э. д. с. базовой обмотки $w'_б$ создает на базе транзистора $T_1$ отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, а э. д. с. обмотки $w''_б$ в этот момент создает на базе транзистора $T_2$ положительное напряжение по отношению к эмиттеру.

Следовательно, в то время, когда транзистор $T_1$ открыт, транзистор $T_2$ заперт. Что касается величины э. д. с., возникающей в каждой полуобмотке $w_к$, то она практически равна напряжению источника $U_c$ за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе и на активном сопротивлении половины обмотки

Транзистор $T_1$ будет открыт до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике трансформатора не достигнет величины насыщения $\Phi_s$. Так как в этот момент скорость изменения магнитного потока становится равной нулю (или очень малой), то э. д. с. во всех обмотках трансформатора также станет равной нулю (или значительно уменьшится). Резкое уменьшение токов в обмотках, происходящее при этом, вызывает появление в обмотках э. д. с. противоположной полярности (знаки в скобках на рис. 10).

Теперь базовая обмотка $w''_б$ создает на базе транзистора $T_2$ отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, что приводит к отпиранию этого транзистора и возникновению тока в коллекторной обмотке $w''_к$ в направлении, указанном на рис. 10 пунктирной стрелкой. При этом э. д. с. базовой обмотки $\omega''_б$ возрастает, что вызывает дальнейшее увеличение коллекторного тока и т. д. Процесс протекает лавинообразно и очень быстро приводит транзистор $T_2$ в режим насыщения, запирая одновременно транзистор $T_1$. В результате этого процесса напряжение $U_с—\Delta U_{к\text{-}э}=U_{к.макс}$ окажется приложенным к половине коллекторной обмотки $w''_к$. Таким образом, напряжение на каждой половине обмотки имеет прямоугольную форму, показанную на рис. 12, *а*. Форма магнитного потока в сердечнике показана на рис. 12, *б*, а формы токов в коллекторных полуобмотках — на рис. 12, *в* и *г*. Возвращаясь к рис. 9, следует отметить, что движение рабочей точки по нагрузочной прямой $АБ_1$ происходит очень быстро из точки $А$ в $Б_1$ и обратно, так как это движение соответствует лавинообразному процессу переключения транзистора. Рабочая точка длительное время находится в точках запирания $А$ и отпирания $Б_1$ транзистора, соответствующих горизонтальным отрезкам кривой напряжения на коллекторной обмотке (рис. 12, *а*). Такой режим работы транзисторов (открыт—закрыт) называется ключевым.

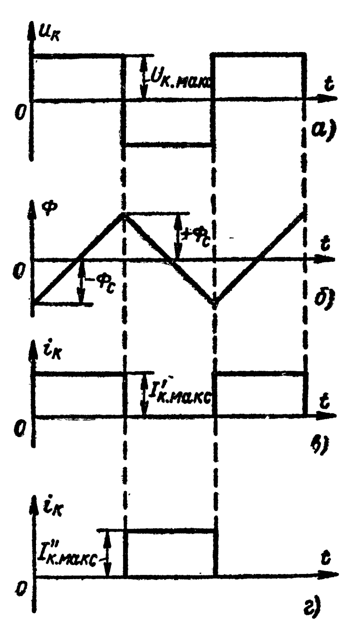


Рис. 12. Формы напряжения (*а*), магнитного потока (*б*) и токов в обмотках (*в*, *г*) трансформатора преобразователя.

Приведенное объяснение принципа действия преобразователя справедливо, когда коллекторный ток транзистора будет достаточен для насыщения сердечника. Очевидно, это достигается выбором соответствующего типа транзистора и величины его базового тока.

Принципиально переключение транзисторов может произойти и в том случае, когда коллекторный ток достигнет своего наибольшего возможного значения (определяемого базовым током) раньше, чем наступит насыщение сердечника. Однако работа преобразователя в таком режиме будет неустойчивой и менее экономичной. Обычно преобразователи выполняют так, чтобы насыщение сердечника трансформатора начиналось при токе, меньшем чем максимально возможный ток коллектора.

Данное объяснение принципа действия преобразователя весьма упрощено. Однако оно достаточно для того, чтобы понять назначение и взаимодействие его элементов.

Нетрудно видеть (рис. 10), что когда один из транзисторов заперт, напряжение между его эмиттером и коллектором равно сумме напряжений питания и неработающей половины коллекторной обмотки. Эту сумму напряжений, которая почти равна удвоенному напряжению питания, должны выдерживать применяемые транзисторы. Следует также иметь в виду, что в схеме на рис. 10 обратное напряжение на переходе эмиттер—база запертого транзистора равно почти удвоенному напряжению базовой обмотки $w'_б$ (или $w''_б$).

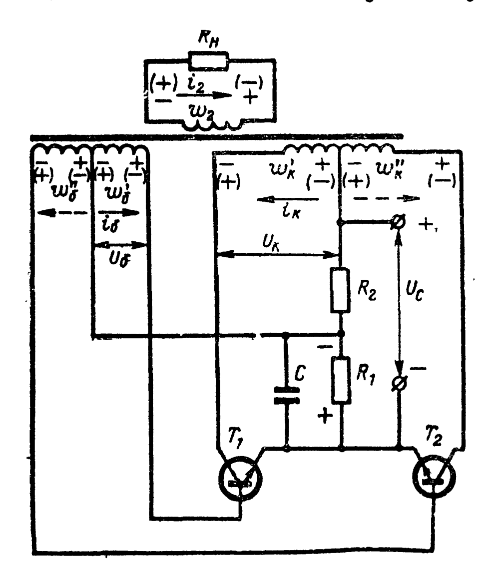



Рис. 13. Схема двухтактного преобразователя на транзисторах типа *n-p-n*.

Приведенные на рис. 9 нагрузочные прямые не учитывают наличия трансформатора в двухтактной схеме преобразователя и поэтому представляют собой только половины полных нагрузочных прямых. Вторые половины прямых являются продолжением первых и расположены ниже горизонтальной оси. Каждая такая прямая продолжается до точки, соответствующей удвоенному напряжению источника питания ($2U_с$). Очевидно, что коллекторный ток, соответствующий нижней части нагрузочной прямой (от $U_с$ до $2U_с$), т. е. для запертого транзистора, будет равен нулю.

Строгий анализ работы преобразователя с самовозбуждением показывает, что траектория рабочей точки отклоняется от прямой линии при переходе из точки *А* в *Б* и обратно.

Одним из преимуществ преобразователя с самовозбуждением является безопасность короткого замыкания цепи нагрузки. При коротком замыкании напряжения на коллекторной и базовой обмотках падают почти до нуля, колебания прекращаются и повреждений в схеме не возникает.

На рис. 13 для сравнения показана схема двухтактного преобразователя на транзисторах типа *n-p-n*. Транзисторы этого типа обычно бывают кремниевыми и поэтому допускают работу при более высокой температуре окружающей среды, чем германиевые транзисторы, которые чаще всего имеют структуру типа *p-n-p*. Недостатками схем на рис. 10 и 13 являются необходимость электрической изоляции корпусов (коллекторов) транзисторов друг от друга и от металлического шасси преобразователя, которое может служить теплоотводом, а также удвоенное напряжение базовой обмотки на переходе эмиттер — база запертого транзистора.

Заслуживает внимания схема двухтактного преобразователя на транзисторах *n-p-n*, показанная на рис. 14. Эта схема имеет только одну базовую обмотку, работающую поочередно на базовые цепи транзисторов через диоды $Д_1$ и $Д_2$. Так, в течение одного полупериода базовая обмотка нагружена на базовую цепь транзистора $T_1$ через диод $Д_1$, а в течение второго — на базовую цепь транзистора $T_2$ через диод $Д_2$. Резистор $R_1$ в общей базовой цепи служит для ограничения базового тока транзисторов. Резистор $R_2$ ограничивает пусковой ток, который при включении преобразователя отпирает транзистор $T_1$, так как общее сопротивление в его базовой цепи в момент пуска меньше, чем у транзистора $T_2$.

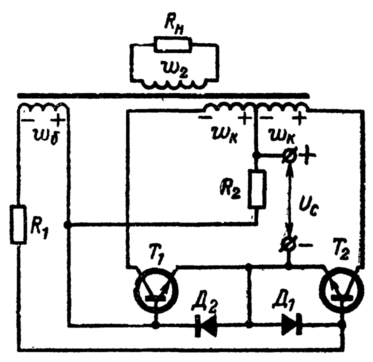



Рис. 14. Схема двухтактного преобразователя с одной базовой обмоткой.

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ одновременно служат для защиты переходов эмиттер—база от пробоя обратным напряжением. В данной схеме обратное напряжение не будет превышать прямого падения напряжения на диоде, лежащего в пределах 0,8—1,1 *в* (для кремниевых диодов). Это позволяет использовать в схеме транзисторы с малым допустимым обратным напряжением перехода эмиттер—база. Очевидно, что подобная схема может быть выполнена и на транзисторах типа *p-n-p*.

## 7. УЛУЧШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Транзисторы в преобразователях работают в режиме переключений, характеризующемся малым падением напряжения на транзисторе при большом токе через него и большим падением напряжения при почти полном отсутствии тока. Поэтому на транзисторах рассеивается незначительная мощность по сравнению с выходной мощностью преобразователя. Однако это справедливо только в том случае, когда фронты импульсов коллекторного напряжения имеют очень малую длительность, т. е. когда форма выходного напряжения наиболее близка к прямоугольной. При трапецеидальной форме кривой, когда фронты импульсов имеют сравнительно большую длитель-

ность, тепловой режим транзисторов ухудшается, так как переход из одного состояния в другое происходит медленнее и на транзисторах выделяется дополнительная мощность, увеличивающая их нагрев. Различные уступы и выбросы на кривой коллекторного напряжения также ухудшают условия работы транзисторов.

Быстрота, с которой происходит процесс отпирания и запирания транзисторов, а следовательно, и крутизна (длительность) фронтов вырабатываемого переменного напряжения в основном зависят от индуктивности рассеяния и собственной емкости трансформатора, от магнитных свойств его сердечника и от переключающих свойств транзисторов.

Переключающие свойства транзисторов характеризуются временем нарастания и спадания коллекторного тока при подаче в базовую цепь идеального прямоугольного импульса тока. Для низкочастотных транзисторов это время может составлять 5—15 *мксек*, а для высокочастотных — 0,5—1 *мксек*. Так как этот параметр указан далеко не для всех транзисторов, то при выборе транзисторов можно воспользоваться значением граничной частоты усиления ($f_\beta$), которая должна быть в 50—100 раз выше выбранной частоты преобразования.

Характер нагрузки преобразователя оказывает значительное влияние на форму его выходного напряжения. Как правило, во избежание искажений прямоугольной формы кривой и перегрева транзисторов преобразователи должны работать на нагрузку, близкую по характеру к активной. Такую нагрузку, в частности, представляют собой выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с емкости, или на чисто активную нагрузку без фильтра. Выпрямители, работающие на емкостный фильтр, имеют весьма малый сдвиг фаз между питающими напряжением и током; в этом смысле они ведут себя подобно активной нагрузке.

В тех случаях, когда не удается избежать индуктивного характера нагрузки преобразователя, рекомендуется шунтировать переход эмиттер—коллектор каждого транзистора диодом, включенным в обратном направлении (анод соединяется с коллектором, катод — с эмиттером для транзисторов типа *p-n-p*). Эти диоды служат для пропускания инверсных (обратных) токов, которые протекают через запертый транзистор за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки. При отсутствии диодов инверсные токи вызывают дополнительные потери мощности в транзисторах.

Индуктивность рассеяния трансформатора также является причиной искажений прямоугольной формы кривой напряжения. Выбросы намагничивающего тока, возникающие в конце каждого полупериода, могут создать на коллекторной обмотке выбросы напряжения, пропорциональные индуктивности рассеяния. Напряжение выбросов, складываясь с напряжением на запертых транзисторах, увеличивает опасность пробоя последних. Индуктивность рассеяния увеличивает время нарастания и спада напряжения, т. е. уменьшает крутизну фронтов импульсов. В сочетании с собственной емкостью трансформатора индуктивность рассеяния образует контур, в котором в ряде случаев процесс установления напряжения может иметь колебательный характер; при этом на фронтах кривой напряжения возможно появление заметных выбросов в виде затухающих колебаний.

Весьма эффективный способ уменьшения индуктивности рассеяния—намотка обеих половин коллекторной обмотки в два провода одновременно. Таким же образом необходимо мотать и базовые об-

мотки, которые следует располагать возможно ближе к коллекторной. Кроме того, все обмотки должны располагаться равномерно по всему сердечнику трансформатора. При таком способе намотки индуктивность рассеяния может быть уменьшена в десятки и сотни раз.

Значительная собственная емкость, которая обычно бывает у трансформаторов с высоковольтной обмоткой, искажает прямоугольную форму кривой переменного напряжения, приближая ее к синусоидальной и ухудшая тем самым тепловой режим транзисторов.

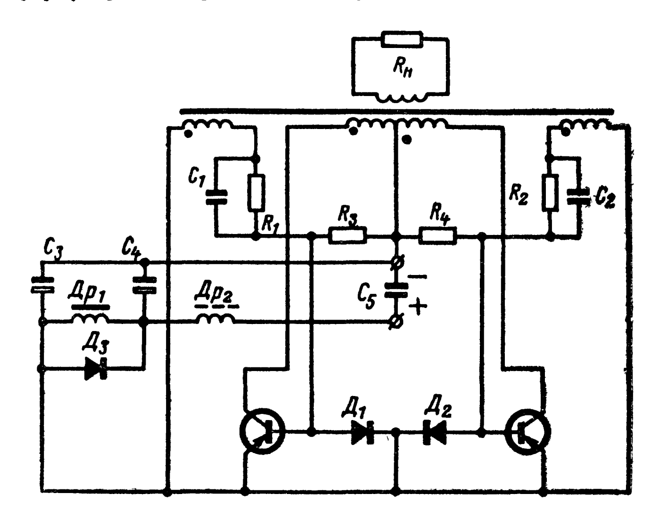



Рис. 15. Улучшенная схема двухтактного преобразователя.

Применение кольцевых (тороидальных) сердечников с прямоугольной формой петли перемагничивания обеспечивает более четкое переключение транзисторов и поэтому более высокую крутизну фронтов кривой напряжения.

На рис. 15 показана схема двухтактного преобразователя с дополнительными элементами, улучшающими его характеристики. Выводы обмоток, имеющие в данный момент одинаковые знаки (фазы) напряжения, отмечены точками.

Для увеличения скорости переходных процессов в транзисторах в моменты их отпирания и запирания резисторы $R_1$ и $R_2$ в базовых цепях шунтированы конденсаторами $C_1$ и $C_2$. Передний фронт импульса при наличии конденсатора становится круче, так как в момент отпирания транзистора напряжение базовой обмотки почти полностью прикладывается к участку эмиттер—база, скачком отпирая транзистор.

К моменту запирания транзистора напряжение на заряженном конденсаторе исчезает не сразу, а остается в течение некоторого времени приложенным к закрывающемуся транзистору, сообщая базе

положительный (запирающий) потенциал по отношению к эмиттеру. Это напряжение ускоряет запирание транзистора, создавая крутой задний фронт импульса, так как оно оказывается приложенным в момент, когда э. д. с. базовой обмотки уже близка к нулю, но еще не переменила знака. На рис. 16 показаны осциллограммы выходного напряжения преобразователя, из которых видно влияние $RC$-цепочек в базовых цепях на форму кривой. Величины резисторов $R_1$, $R_2$ (в омах) и емкостей $C_1$, $C_2$ (в микрофарадах) связаны с частотой преобразователя $f$ (в герцах) соотношением

$$RC \leqslant \frac{10^6}{2f}. \qquad (1)$$

Обычно резисторы $R_1$ и $R_2$ имеют величины порядка единиц или десятков ом, а конденсаторы $C_1$ и $C_2$ — порядка единиц или десят-

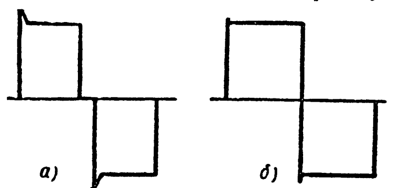



Рис. 16. Форма выходного напряжения преобразователя.

*а* — без элементов $R$ и $C$ в базовых цепях; *б* — с элементами $R$ и $C$ в базовых цепях.

ков микрофарад. В базовых и коллекторных цепях преобразователей не допускается применение проволочных резисторов, обладающих индуктивностью и электролитических (полярных) конденсаторов. В ряде случаев в схему включают высокочастотные диоды $Д_1$ и $Д_2$, которые шунтируют участки эмиттер—база транзисторов и способствуют ускорению отпирания последних. Благодаря диодам запирающее напряжение на транзисторах не превышает 1 *в* при напряжении базовой обмотки 3—4 *в*. Это обстоятельство ускоряет переходный процесс отпирания транзисторов, который будет протекать тем быстрее, чем меньше запирающее напряжение. Таким образом, включение диодов $Д_1$ и $Д_2$ увеличивает крутизну переднего фронта импульса. Ток через шунтирующие диоды, протекающий когда транзисторы закрыты, не должен превышать максимально допустимых значений для выбранных диодов.

Резисторы $R_3$ и $R_4$, соединяющие базы транзисторов с отрицательным полюсом источника, служат для запуска преобразователя. Для создания искусственной асимметрии, облегчающей запуск, сопротивления этих резисторов могут немного отличаться друг от друга.

В тех случаях, когда от источника питания преобразователя (батареи) питаются другие устройства, необходимо защитить эти устройства от импульсных помех, создаваемых преобразователем и проходящих через источник питания. На схеме рис. 15 показан двухзвенный защитный фильтр, состоящий из дросселей $Др_1$, $Др_2$ и конденсаторов $C_3$, $C_4$, $C_5$. Для подавления колебательных процессов, возникающих в фильтре, низкочастотный дроссель $Др_1$ иногда шунтируют диодом $Д_3$. Высокочастотное звено фильтра $Др_2$, $C_5$ желательно экранировать.

В схеме на рис. 15 обратное напряжение на переходе эмиттер—база равно напряжению одной базовой обмотки, что облегчает условия работы транзисторов по сравнению со схемой на рис. 10.

## 8. ДВУХТРАНСФОРМАТОРНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Трансформатор преобразователя работает в режиме насыщения, что вызывает большие потери в его сердечнике и снижение к. п. д. преобразователя, особенно при повышенных частотах. Коэффициент полезного действия может быть значительно повышен, если применить двухтрансформаторную схему (рис. 17), предложенную Л. Ф. Собещанским и др.* Такую схему целесообразно применять при выходной мощности выше 20—30 *вт*. Маломощный трансформатор $Тр_1$ работает в ней в режиме насыщения и является переключающим. Выходной трансформатор $Тр_2$ работает в линейном режиме, когда его сердечник не насыщается, при индукции, которая выбирается в зависимости от допустимых потерь в сердечнике. Поэтому для сердечника трансформатора $Тр_2$ нет необходимости применять материалы с прямоугольной петлей перемагничивания.

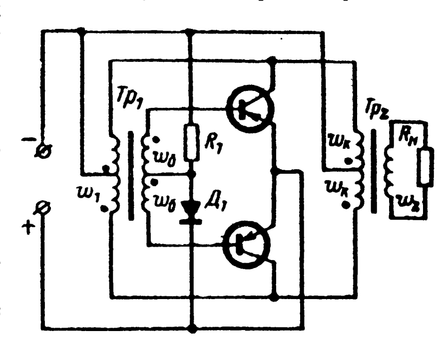



Рис. 17. Схема двухтактного двухтрансформаторного преобразователя.

Так как первичная обмотка переключающего трансформатора $Тр_1$ нагружена только базовым током (протекающим во вторичной обмотке), то размеры этого трансформатора могут быть небольшими. Поэтому абсолютная величина потерь в сердечнике, пропорциональная его весу, также будет не велика. Потери же в выходном трансформаторе $Тр_2$ при достаточно низкой индукции могут быть незначительными, несмотря на большой объем сердечника. Для уменьшения искажений формы кривой выходной трансформатор также должен иметь минимально возможную индуктивность рассеяния.

Схема преобразователя, изображенная на рис. 17, имеет пусковую цепь с диодом $Д_1$. В момент включения диод заперт и преобразователь запускается через базовую обмотку и резистор $R_1$ сопротивлением несколько сотен или тысяч ом. Во время работы преобразователя базовый ток открытого транзистора проходит через диод $Д_1$. Так как падение напряжения на диоде мало, то эта схема запуска более экономична, чем схема на рис. 10. Кроме того, схема с диодом несколько облегчает запуск преобразователя, уменьшая время запирания одного из двух транзисторов при включении.

На рис. 18 показана схема двухтрансформаторного преобразователя на транзисторах типа *n-p-n*. Основной особенностью этой схемы является применение составных транзисторов $T_1$, $T_3$ и $T_2$, $T_4$. Такое включение может потребоваться в тех случаях, когда из-за низкого коэффициента усиления $\beta$ транзисторов $T_3$ и $T_4$ трансформа-

* А. с. № 129677 (СССР). Кл. 21 $a^4$, $6_{01}$; МПК H02m. Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1960, № 13.

тор $Тр_1$ должен обеспечить большой базовый ток, сравнимый с током коллектора. Включение транзисторов $T_1$ и $T_2$ позволяет уменьшить базовый ток (в β раз) и сократить размеры переключающего трансформатора. Уменьшение коэффициента усиления транзисторов особенно заметно при низких температурах (—50÷—60 °С), когда он падает почти в два раза по сравнению с коэффициентом усиления при +20 °С.

Для того чтобы составные транзисторы работали в режиме насыщения, необходимо включить резисторы $R_5$ и $R_6$ в цепь коллекторов транзисторов $T_3$ и $T_4$. Напряжение на этих резисторах $U_R$

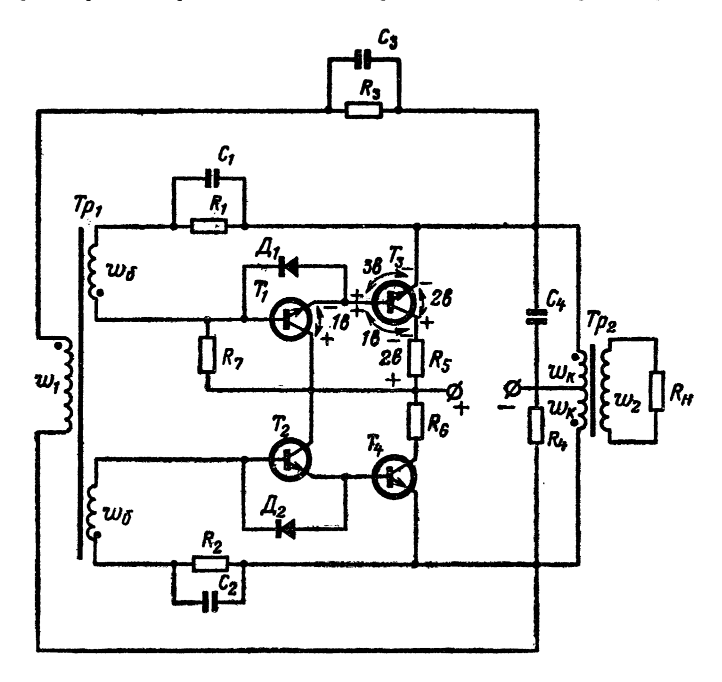



Рис. 18. Схема двухтрансформаторного преобразователя с составными транзисторами.

должно скомпенсировать падение напряжения на переходах коллектор—эмиттер $\Delta U_{к\text{-}э}$ транзисторов $T_1$ и $T_2$, так как знак этого падения не позволяет ввести транзисторы $T_3$ и $T_4$ в режим насыщения. На рис. 18 показаны полярность и примерные значения напряжений на переходах кремниевых транзисторов в режиме насыщения при наличии коллекторных резисторов $R_5$ и $R_6$. При отсутствии этих резисторов напряжение коллектор—база у $T_3$ и $T_4$ меняет знак на обратный, что приводит к увеличению падения напряжения на переходах коллектор—эмиттер и выходу транзисторов из режима насыщения.

Падение напряжения на коллекторном резисторе $R_5$ (или $R_6$) должно быть равно для германиевых транзисторов

$$U_R \approx \Delta U_{к\text{-}э} + 0{,}3, \qquad (2)$$

а для кремниевых —

$$U_R \approx \Delta U_{к\text{-}э} + 0{,}8, \qquad (2а)$$

где $\Delta U_{к\text{-}э}$ — падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер транзистора $T_1$ (или $T_2$) в режиме насыщения.

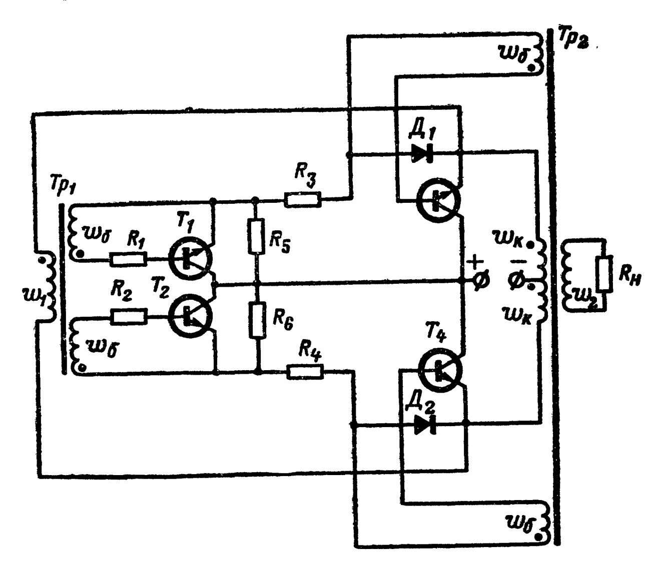



Рис. 19. Схема двухтрансформаторного преобразователя с составными транзисторами, не требующая коллекторных резисторов.

В отличие от схемы на рис. 17 схема на рис. 18 не имеет средней точки на первичной обмотке переключающего трансформатора $Тр_1$. Напряжение на первичную обмотку $Тр_1$ подается с первичной (коллекторной) обмотки выходного трансформатора $Тр_2$ через резистор $R_3$, на котором обычно падает около 50% напряжения первичной обмотки $Тр_2$. Изменяя величину этого резистора, можно в небольших пределах менять частоту преобразователя. Включение емкости $C_3$ ускоряет процесс переключения, а диоды $Д_1$ и $Д_2$ обеспечивают надежное запирание составных транзисторов. Демпфирующая цепочка $R_4C_4$ уменьшает выбросы на фронтах выходного напряжения. Резистор $R_7$ служит для запуска преобразователя, обеспечивая протекание базового тока через транзисторы $T_1$, $T_3$ при включении напряжения питания. Для уменьшения потребления от источника питания последовательно с резистором $R_7$ можно включить конденсатор 1—2 *мкф*.

Схема на рис. 18 является схемой с общим эмиттером и разделенными базовыми обмотками; нетрудно видеть, что подобную схему можно выполнить и на транзисторах типа *р-п-р*. В таких схемах, если не используются составные транзисторы, коллекторы соединяют между собой, что позволяет расположить транзисторы на общем теплоотводе.

Существенным недостатком схемы на рис 18 являются сравнительно большие потери мощности, выделяемой на резисторах, включенных в коллекторные цепи.

Двухтрансформаторная схема с составными транзисторами, показанная на рис. 19, свободна от основного недостатка схемы на рис. 18, так как в ней отсутствуют коллекторные резисторы. Все четыре коллектора соединены между собой, что позволяет использовать для всех транзисторов общий теплоотвод. Дополнительные обмотки на выходном трансформаторе $Тр_2$ создают добавочное напряжение на базах транзисторов $T_3$ и $T_4$, обеспечивая их полное насыщение. Эти же обмотки в следующий полупериод быстро запирают транзисторы через диоды $Д_1$ и $Д_2$. Резисторы $R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_4$ ограничивают базовые токи соответствующих транзисторов, а резисторы $R_5$ и $R_6$ уменьшают выбросы выходного напряжения.

В схемах с разделенными базовыми обмотками (рис. 18 и 19) обратное напряжение на переходах эмиттер—база запертых транзисторов не превышает напряжения одной базовой обмотки.

В заключение следует отметить, что схема преобразователя с одной базовой обмоткой (рис. 14) легко может быть выполнена по двухтрансформаторной схеме.

## 9. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Как отмечалось ранее, в моменты переключения транзисторов из одного состояния в другое на коллекторе запирающегося транзистора появляется короткий остроконечный импульс («всплеск») напряжения. Амплитуда «всплеска» обычно не превышает 20% от установившегося напряжения на коллекторе запертого транзистора. Однако при неудачном размещении обмоток трансформатора и при индуктивном характере нагрузки амплитуда «всплеска» может достигать значительно больших значений, что сильно ухудшает условия работы преобразователя, увеличивая опасность пробоя транзисторов. Уменьшение амплитуды «всплесков» повышает надежность работы транзисторов и позволяет использовать для питания преобразователей источники с более высоким напряжением.

Для защиты транзисторов от пробоя между выводами эмиттера и коллектора каждого транзистора можно включить кремниевый стабилитрон, напряжение стабилизации которого должно несколько превышать удвоенную величину напряжения питания. Тогда напряжение между эмиттером и коллектором при «всплесках» не будет превышать напряжения стабилизации стабилитронов. Однако этот способ защиты пригоден только в маломощных преобразователях, где импульс тока через стабилитроны не будет выводить их из строя.

Для уменьшения амплитуды «всплесков» рекомендуется включить параллельно первичной (коллекторной) обмотке демпфирующую цепочку, состоящую из последовательно соединенных конденсатора (0,1—1 *мкф*) и резистора (1—10 *ом*). При этом необходимо учитывать дополнительный ток и мощность, которую потребляет эта цепочка (см. $R_4C_4$ на рис. 18).

На рис. 20 приведена схема защиты транзисторов от перенапряжений («всплесков»), предложенная Г. Б. Малько и В. М. Кандыкиным *. Схема представляет собой обычный двухтактный преобразователь (рис. 10) с дополнительными конденсатором $C$, резистором $R$ и диодами $Д_1$ и $Д_2$. Конденсатор $C$ и резистор $R$ включены параллельно участкам эмиттер—коллектор транзисторов $T_1$ и $T_2$ через диоды $Д_1$ и $Д_2$.

Емкость конденсатора $C$ и сопротивление резистора $R$ выбирают такими, чтобы сгладить выбросы («всплески») напряжения между эмиттером и коллектором. При этом напряжение на конденсаторе $C$, которое, очевидно, равно напряжению между эмиттером и коллектором запертого транзистора, почти не будет превышать удвоенного напряжения питания. Во время работы преобразователя напряжение на конденсаторе $C$ незначительно колеблется около указанного значения. Конденсатор $C$ имеет емкость порядка нескольких микрофарад, а сопротивление резистора $R$ — порядка десятков или сотен тысяч ом.

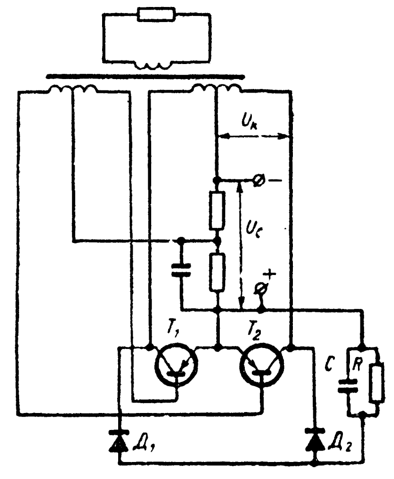



Рис. 20 Схема защиты транзисторов от перенапряжений.

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ служат для того, чтобы разъединить коллекторы транзисторов. Так как через диоды происходит заряд конденсатора $C$, то желательно, чтобы их сопротивление было возможно меньшим. В этих цепях используют германиевые или кремниевые диоды с обратным напряжением не менее удвоенного напряжения питания.

Подобную схему можно применять для защиты транзисторов от «всплесков» напряжения и в усилителях мощности.

## 10. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

**Действующее значение напряжения на обмотке.** Рассмотрим сначала вопрос о характере изменения магнитного потока в сердечнике трансформатора (рис. 10) при прямоугольной форме напряжения на коллекторной (первичной) обмотке (рис. 12, *а*). Очевидно, что плоская часть кривой напряжения соответствует постоянной скорости изменения магнитного потока, так как

$$U_c - \Delta U_{к\text{-}э} = U_{к.\ макс} = w_к \frac{d\Phi}{dt} = \text{const}. \qquad (3)$$

---

* А. с. № 128499 (СССР). Кл. 21 а[4], 13; МПК Н03b. Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1960, № 10.

Когда магнитный поток в сердечнике достигнет насыщения $(+\Phi_s)$, скорость его изменения станет равной нулю. В этот момент происходит переключение транзисторов, знак скорости изменения потока меняется на обратный и процесс повторяется снова.

Из уравнения (3) следует, что при положительном значении напряжения $U_{к.макс}$ знак производной $d\Phi/dt$ также положителен. Положительный знак производной говорит о возрастании магнитного потока в рассматриваемый момент времени. Очевидно, термин «возрастание» следует понимать в алгебраическом смысле как переход от отрицательных значений потока через нуль к положительным. Если, например, при $t=0$, $\Phi=-\Phi_s$ и $d\Phi/dt>0$, то через полпериода магнитный поток снова достигает значения насыщения, но с противоположным знаком, т. е. при $t=T/2$ $\Phi=+\Phi_s$. Нетрудно показать, что в течение второго полупериода поток также изменяется по прямой в пределах от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$.

Таким образом, магнитный поток в сердечнике трансформатора преобразователя изменяется по пилообразной кривой в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$ (рис. 12, *б*).

На рис. 12, *в* и *г* показаны формы кривых тока в половинах коллекторной обмотки при активной нагрузке трансформатора преобразователя. При этом предполагается, что ток намагничивания трансформатора мал по сравнению с током, протекающим по коллекторной обмотке нагруженного трансформатора.

Учитывая характер изменения кривой магнитного потока при прямоугольной форме напряжения, можно найти выражение для действующего значения переменного напряжения на любой обмотке трансформатора

$$U = 4fwBQ\cdot 10^{-4}, \qquad (4)$$

где $f$ — частота, вырабатываемая преобразователем, *гц*; $w$ — число витков обмотки; $Q$ — чистое сечение стержня сердечника, *см*²; $B$ — индукция в сердечнике, *тл*.

Следует отметить, что для переменного напряжения прямоугольной формы (рис. 12, *а*) действующее значение напряжения $U$ равно амплитудному $U_{макс}$.

Выражение (4) является основной формулой для расчета трансформаторов преобразователя. Зная, например, напряжение $U_к$, приложенное к половине коллекторной обмотки, индукцию насыщения $B=B_s$ для сплавов с прямоугольной петлей перемагничивания и задавшись сечением сердечника $Q$ и требуемой частотой $f$, можно найти число витков половины коллекторной обмотки $w_к$. Для выходных трансформаторов, не работающих в области насыщения, выбирают индукцию $B<B_s$ в зависимости от допустимых потерь в сердечнике.

**Определение величины** $B$. Следует иметь в виду, что индукция насыщения $B_s$ ясно выражена только у материалов с прямоугольной петлей перемагничивания. У других магнитных материалов точка перегиба кривой намагничивания обычно выражена недостаточно четко (рис. 21) и определение по этой кривой величины $B_s$ становится затруднительным.

При использовании в преобразователях с самовозбуждением магнитных материалов, не обладающих прямоугольной петлей перемагничивания, переключение транзисторов происходит в тот момент, когда скорость изменения магнитного потока в сердечнике начинает уменьшаться, т. е. когда индукция достигает некоторого значения, лежащего на пологой части кривой намагничивания.

Величина магнитной индукции, при которой скорость изменения магнитного потока начинает уменьшаться, зависит от свойств данного магнитного материала, а также от способа сборки и конфигурации сердечника. Это значение индукции и следует подставлять в формулу (4). Таким образом, величина $B$ в формуле (4) представляет собой индукцию насыщения $B_s$ только для материалов с прямоугольной формой петли перемагничивания. В других случаях величина $B$ обычно лежит значительно ниже значения индукции насыщения данного материала.

Значение $B$ для магнитных материалов, не имеющих прямоугольной петли перемагничивания, лучше всего определять экспериментально. Для этой цели нужно на выбранном сердечнике намотать обмотки для включения в преобразователь по схеме на рис. 10 или на рис. 13. Число витков половины коллекторной обмотки можно подсчитать, пользуясь формулой (4), принимая ориентировочно $B \approx (0,6 \div 0,8) B_s$. Значение индукции насыщения $B_s$ для данного материала можно найти в соответствующих справочниках или технических условиях. Число витков базовой обмотки подсчитывают по формуле

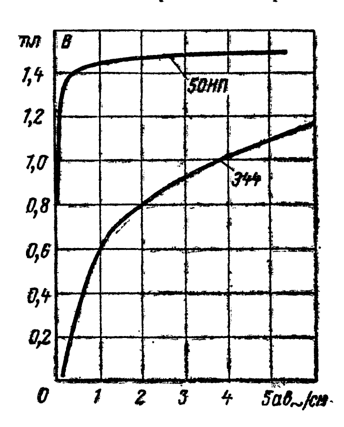


Рис. 21. Кривые намагничивания материалов 50НП и Э44.

$$w_б \approx w_к 3/U_к.$$

Чтобы переключение схемы из одного состояния в другое происходило заведомо вследствие насыщения сердечника, резистор $R_1$ в цепи базы выбирают достаточно малым.

Измерив частоту, вырабатываемую преобразователем, легко найти значение

$$B = \frac{U_к \cdot 10^4}{4 f w_к Q}. \qquad (5)$$

Измерение частоты рекомендуется повторить несколько раз, изменяя значение $U_к$ в пределах $\pm(20 \div 40)\%$ от первоначального. Значения $B$, подсчитанные по формуле (5), могут из-за неточности измерения и некоторых других причин немного отличаться друг от друга. Поэтому для дальнейших расчетов можно взять среднее арифметическое из полученных значений $B$.

В качестве примера укажем, что для материалов марок Э42 и Э44 ориентировочная величина $B$, которая соответствует режиму насыщения сердечника в схеме преобразователя с самовозбуждением и которую следует подставлять в формулу (4), равна 0,8—0,9 *тл*, а для материалов Э340, Э350 и Э360 — 0,9—1,1 *тл* (для сердечников малых размеров).

У трансформаторов, работающих в области насыщения, сердечник, как правило, не должен иметь воздушного зазора, который сни-

жает величину $B$ и увеличивает ток холостого хода трансформатора. Этому условию удовлетворяют кольцевые неразрезные сердечники. Нужно иметь в виду, что из ленточных магнитных материалов с прямоугольной петлей перемагничивания можно изготовлять только кольцевые неразрезные сердечники, так как разрезание такого сердечника резко ухудшает его магнитные свойства.

Следует еще раз подчеркнуть, что величина $B$ устанавливается в трансформаторе преобразователя автоматически в зависимости от свойств магнитного материала и способа сборки сердечника и поэтому не может быть выбрана произвольно.

**Выбор типа транзисторов.** Тип транзистора выбирается по максимально допустимому току коллектора и допустимому напряжению перехода коллектор—эмиттер; при этом должны быть учтены частотные свойства транзистора и крайние значения положительной и отрицательной температуры окружающей среды, при которых он может работать.

Амплитудное значение тока коллектора в схеме преобразователя $I_{к.макс}$ зависит от выходной мощности преобразователя $P_{вых}$, напряжения питающей сети $U_с$ и падения напряжения на переходе коллектор — эмиттер в режиме насыщения $\Delta U_{к\text{-}э}$.

Для двухтактных схем

$$I_{к.\ макс} = \frac{P_{вых}}{0,9\,(U_с - \Delta U_{к\text{-}э})}; \qquad (6)$$

для мостовых схем, которые будут рассмотрены в гл. 4 и в которых два транзистора включены последовательно,

$$I_{к.\ макс} = \frac{P_{вых}}{0,9\,(U_с - 2\Delta U_{к\text{-}э})}. \qquad (6а)$$

В формулах (6) и (6а) коэффициент 0,9 учитывает потери в трансформаторе и потери в транзисторах на переключение.

Если нагрузкой преобразователя является активное сопротивление, мостовая схема выпрямителя или симметричная двухполупериодная выпрямительная схема удвоения напряжения, то

$$P_{вых} = U_2 I_2, \qquad (7)$$

где $U_2$ и $I_2$ — действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора.

Если нагрузкой преобразователя является двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой, то

$$P_{вых} = U_2 I_2 \sqrt{2}, \qquad (7а)$$

где $U_2$ и $I_2$ — действующие значения напряжения и тока половины вторичной обмотки трансформатора.

Очевидно, что в тех случаях, когда трансформатор преобразователя имеет несколько вторичных (выходных) обмоток с различными нагрузками, величина $P_{вых}$ будет представлять собой сумму мощностей, подсчитанных по формулам (7) и (7а), например:

$$P_{вых} = U_2 I_2 + U_3 I_3 \sqrt{2} + U_4 I_4 + \ldots.$$

В двухтрансформаторных схемах в величину $P_{вых}$ должна входить мощность базовых обмоток, расположенных на переключающем трансформаторе, равная $U_б I_б \sqrt{2}$ для двух базовых обмоток.

Транзисторы для преобразователя следует выбирать из условия

$$I_{к.\,доп} \geqslant 1{,}5 I_{к.\,макс}, \qquad (8)$$

где коэффициент 1,5 обеспечивает необходимый запас по току коллектора. В случае, когда предельно допустимое (по техническим условиям) значение тока коллектора $I_{к.доп}$ меньше, чем 1,5 $I_{к.макс}$, то допускается параллельное включение транзисторов, количество которых в плече может быть определено из выражения

$$N = 2I_{к.\,макс}/I_{к.доп}. \qquad (9)$$

Параллельное включение транзисторов можно рекомендовать только для усилителей мощности (см. гл. 3); в преобразователях с самовозбуждением вместо параллельного включения желательно использовать более мощные транзисторы.

В зависимости от схемы преобразователя выбранные транзисторы должны иметь следующие максимально допустимые напряжения между коллектором и эмиттером:

для двухтактных схем

$$U_{к\text{-}э.доп} \geqslant 2{,}4 U_с, \qquad (10)$$

для мостовых схем

$$U_{к\text{-}э.доп} \geqslant 1{,}2 U_с. \qquad (10а)$$

У нормально насыщенного транзистора напряжение $\Delta U_{э\text{-}б}$ всегда больше напряжения $\Delta U_{к\text{-}э}$. Разность этих напряжений составляет 0,2—0,3 *в* для германиевых транзисторов и 0,5—0,8 *в* для кремниевых.

Напряжение базовой обмотки $U_б$ не должно быть больше максимально допустимого обратного напряжения на переходе эмиттер — база запертого транзистора $U_{э\text{-}б.доп}$, т. е. $U_б \leqslant U_{э\text{-}б.доп}$. Однако для некоторых схем с увеличенным обратным напряжением на базе (например, рис. 10 и 13) должно выполняться условие

$$U_б \leqslant U_{э\text{-}б.доп}/2.$$

С другой стороны, нецелесообразно выбирать напряжение базовой обмотки выше 5—6 *в*, так как при этом возрастают потери в базовой цепи.

Амплитуда базового тока насыщенного трансформатора выбирается из условия

$$I_{б.макс} \approx 1{,}5 I_{к.\,макс}/\beta_{мин}, \qquad (11)$$

где коэффициент 1,5 обеспечивает достаточно глубокое насыщение транзистора.

**Расчет трансформатора.** Размеры сердечника для трансформатора можно выбрать, пользуясь формулой

$$Q_{ст} Q_о \geqslant \frac{P_{тип} \cdot 10^2}{2fB\delta\eta_{тр} s k_с k_м}, \qquad (12)$$

где $Q_{ст}$ — полное сечение стержня, *см²*; $Q_0$ — площадь окна, приходящаяся на обмотки одного стержня, *см²*; $P_{тип}$ — типовая (габаритная) мощность трансформатора, *ва*; $\delta$ — плотность тока в обмотках, *а/мм²*; $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора; $s$ — число стержней, несущих обмотки; $k_с$ — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью; $k_м$ — коэффициент заполнения окна медью обмотки.

Для предварительных расчетов значения плотности тока можно взять из графика (рис. 22), на котором представлена ориентировочная зависимость плотности тока $\delta$ от отношения частоты преобразователя $f$ к типовой мощности трансформатора $P_{тип}$.

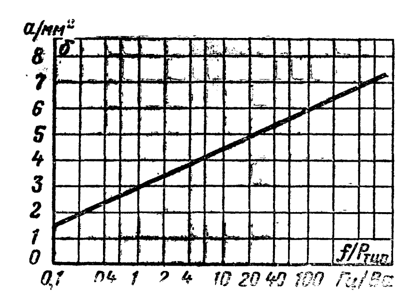



**Рис. 22.** График зависимости плотности тока в обмотках $\delta$ от отношения $f/P_{тип}$.

Значение к. п. д. трансформаторов обычно колеблется в пределах $\eta_{тр} \approx 0{,}8 \div 0{,}95$, причем меньшие значения соответствуют малым мощностям трансформаторов и более высоким частотам преобразователей, а большие значения относятся к повышенным мощностям и к более низким частотам.

Коэффициент заполнения для кольцевых сердечников из тонких материалов (толщиной 0,02—0,05 *мм*) можно принять равным $k_с \approx 0{,}7$, а для витых (разрезных и неразрезных) или пластинчатых сердечников из более толстых материалов (толщиной 0,08—0,2 *мм*) — $k_с \approx \approx 0{,}85$.

Для трансформаторов, намотанных на кольцевых сердечниках (см приложение 4) коэффициент заполнения окна $k_м \approx 0{,}2$, а для трансформаторов, выполненных на броневых и стержневых сердечниках, — $k_м \approx 0{,}3$ при использовании проводов с эмалевой изоляцией и намотке в слой.

По определению типовая мощность трансформатора $P_{тип}$ равна полусумме мощностей всех его обмоток

$$P_{тип} = (P_к + P_б + P_2 + P_3 + \cdots)/2, \qquad (13)$$

где $P_к$ — мощность коллекторной обмотки, *в·а*; $P_б$ — мощность базовой обмотки, *в·а*; $P_2$, $P_3$ — мощность вторичных (выходных) обмоток, *в·а*.

В случае, если выходная обмотка трансформатора нагружена на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения, то для двухтактных схем преобразователей

$$P_{тип.\,дв} \approx 1{,}3 U_2 I_2, \qquad (14)$$

а для мостовых схем преобразователей

$$P_{тип.\,м} \approx 1{,}1 U_2 I_2. \qquad (14а)$$

Если выходная обмотка нагружена на двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то для двухтактных схем преобразователей

$$P_{тип.\,дв} \approx 2{,}1 U_2 I_2, \qquad (15)$$

а для мостовых схем

$$P_{\text{тип. м}} \approx 1{,}8U_2I_2. \qquad (15а)$$

В формулах (15) и (15а) $U_2$ — действующее значение напряжения половины выходной обмотки; $I_2 = I_{2\text{макс}}/\sqrt{2}$ — действующее значение тока половины выходной обмотки (работающей в течение одного полупериода).

Если трансформатор преобразователя имеет несколько различно нагруженных вторичных обмоток, то типовая мощность такого трансформатора будет равна сумме типовых мощностей, подсчитанных по формулам (14) и (15) для $P_{\text{тип.дв}}$ и по формулам (14а) и (15а) для $P_{\text{тип.м}}$. Для расчета мощности переключающего трансформатора можно пользоваться формулой (15), если первичная обмотка имеет среднюю точку и формулой (15а), когда средней точки нет; при этом вместо $U_2$ и $I_2$ следует подставлять значения $U_б$ и $I_б$ соответственно.

В случае, если типовая мощность трансформатора очень мала (менее 15 *ва*), а напряжение выходной обмотки велико (выше 500—1 000 *в*), то диаметр провода обмотки определяетя не током обмотки, а тем минимальным диаметром, который можно использовать для намотки. Этот диаметр (обычно не менее 0,06 *мм*) оказывается всегда излишне большим для выходной обмотки, однако более тонкий провод использовать практически нельзя из-за трудности его намотки. Поэтому в таких случаях плотность тока выходной обмотки (δ) будет значительно меньше обычных значений, принимаемых при расчетах.

Кроме того, при высоких напряжениях размеры трансформатора в значительной степени определяются необходимыми изоляционными промежутками, которые сильно уменьшают коэффициент заполнения окна медью ($k_м$). Все это затрудняет расчет по формуле (12).

Поэтому размеры сердечника для маломощных трансформаторов выбирают обычно на основании одного-двух предварительных расчетов, подтверждающих возможность размещения всех обмоток.

Как видно из формулы (12), повышение частоты преобразователя $f$ уменьшает размеры сердечника трансформатора. Современные мощные высокочастотные транзисторы, как, например 2Т803А, 1Т806А и др., позволяют повысить частоту преобразования до 20—25 *кгц*, используя при этом для трансформаторов кольцевые сердечники из тонких (10—20 *мкм*) ленточных магнитных материалов, например, марок 79НМ, 34НКМП и др., обладающих малыми потерями на этих частотах. Дальнейшее повышение частоты почти не снижает веса и объема трансформатора преобразователя и создает серьезные трудности при защите радиоаппаратуры от помех, создаваемых преобразователем.

Подставляя в выражение (4) значения $U_к$

для двухтактных схем

$$U_к = U_с - \Delta U_{к\text{-}э}, \qquad (16)$$

для мостовых схем

$$U_к = U_с - 2\Delta U_{к\text{-}э}, \qquad (16а)$$

найдем число витков $\omega_к$ половины коллекторной обмотки (для двухтактных схем) или всей коллекторной обмотки (для мостовых схем).

Полное число витков первичной обмотки переключающего трансформатора в двухтрансформаторных схемах ($w_1$) находят, подставляя в формулу (4) значение $2U_к$ (для двухтактных схем) или $U_к$ (для мостовых схем); если в цепь первичной обмотки включен резистор (рис. 18), то в формулу (4) подставляют соответственно $U_к$ и $U_к/2$.

Число витков базовой обмотки определяется из выражения

$$w_б = w_к U_б / U_к. \tag{17}$$

Числа витков выходных (вторичных) обмоток

$$\left.\begin{aligned} w_2 &= w_к U_2 / U_к = w_к n_2; \\ w_3 &= w_к U_3 / U_к = w_к n_3 \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

и т. д., где $n_2$, $n_3$ и т. д. — соответствующие коэффициенты трансформации.

Как уже было отмечено, при прямоугольной форме кривой напряжения действующие значения напряжений обмоток трансформатора $U$ равны амплитудным значениям напряжений $U_{макс}$. То же относится и к прямоугольной форме тока, протекающего через обмотку в обоих направлениях. Поэтому действующее значение тока выходной обмотки равно амплитудному значению тока при нагрузке преобразователя на активное сопротивление и на выпрямители по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения

$$I_2 = I_{2макс}. \tag{19}$$

Если ток имеет прямоугольную форму, но протекает по обмотке только в одном направлении (рис. 12, *в*), то действующее значение тока будет в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитудного. Поэтому при нагрузке преобразователя на двухполупериодный выпрямитель со средней точкой действующее значение тока выходной обмотки будет равно:

$$I_2 = I_{2макс}/\sqrt{2}. \tag{19а}$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки в двухтактных схемах

$$I_к = I_{к.\,макс}/\sqrt{2}, \tag{20}$$

а в мостовых

$$I_к = I_{к.\,макс}. \tag{20а}$$

Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_б = I_{б.\,макс}/\sqrt{2}. \tag{21}$$

Действующее значение тока первичной обмотки переключающего трансформатора можно определить по формулам

$$I_{1п} = I_б U_б / U_{1п} \tag{22}$$

для первичной обмотки со средней точкой с напряжением $U_{1п}$ на половине обмотки;

$$I_{1п} = I_б \sqrt{2}\, U_б / U_{1п} \tag{22а}$$

для первичной обмотки без средней точки с напряжением $U_{1п}$ на обмотке.

Зная действующие значения токов в обмотках трансформатора, легко определить диаметр проводов обмоток (без изоляции) из выражения

$$d = 1{,}13\sqrt{I/\delta}. \qquad (23)$$

Для уменьшения индуктивности рассеяния трансформаторов в двухтактных схемах преобразователей обе половины коллекторной обмотки нужно наматывать одновременно в два провода. Таким же

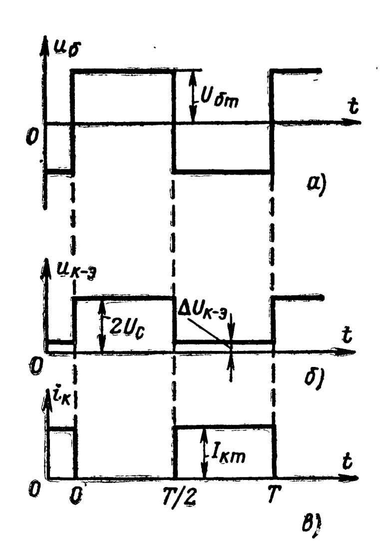



Рис. 23. Формы коллекторного напряжения и тока при прямоугольной форме напряжения на обмотках.

Рис. 24. Формы коллекторного напряжения и тока при трапецеидальной форме напряжения на обмотках.

способом нужно мотать и обе базовые обмотки. Коллекторную обмотку всегда желательно располагать возможно ближе к сердечнику трансформатора. При достаточно больших мощностях преобразователей (свыше 100 *в·а*) для уменьшения индуктивности рассеяния в двухтрансформаторных двухтактных схемах рекомендуется вторичную обмотку выходного трансформатора разделить на две равные части, расположив между ними коллекторную (первичную) обмотку. В двухтрансформаторных мостовых схемах вматывать внутрь можно любую из этих двух обмоток выходного трансформатора. При таком способе намотки индуктивность рассеяния уменьшается, примерно, в 4 раза по сравнению с обычной намоткой.

**Потери в транзисторах.** В случае, если переменное напряжение на обмотках трансформатора имеет правильную прямоугольную форму, мощность, рассеиваемая на транзисторе, будет весьма мала по сравнению с мощностью, которую транзистор может отдать в на-

грузку. Мощность на транзисторе будет выделяться в течение того полупериода напряжения, когда транзистор открыт (рис. 23). Средняя мощность, выделяющаяся на коллекторе транзистора, будет равна:

$$P_{к} = \Delta U_{к\text{-}э}\, I_{к.макс}/2. \tag{24}$$

Мощность, выделяемая на переходе эмиттер—база, равна:

$$P_{б} = \Delta U_{э\text{-}б}\, I_{б.макс}\,/2. \tag{25}$$

Если же переменное напряжение имеет трапецеидальную форму, то мощность, рассеиваемая на транзисторе, увеличивается за счет потерь, возникающих в процессе его переключения. На рис. 24 показаны в упрощенном виде формы коллекторного тока и напряжения при трапецеидальной форме напряжения на обмотках. В этом случае, как видно из графиков на рис. 24, *б*, *в* при работе транзистора существуют интервалы времени (от 0 до $t_1$ и от $t_3$ до $t_4$), когда при уменьшении коллекторного тока растет напряжение на коллекторе и наоборот. Это означает, что на протяжении указанных интервалов времени транзистор выходит из режима насыщения и работает в активной области, в которой резко возрастают потери.

Если $t_1 = t_4 - t_3$, то мощность, которая выделяется на коллекторе транзистора во время переключения (от 0 до $t_1$ и от $t_3$ до $t_4$), можно определить по приближенной формуле

$$P_{к.п} = \frac{1}{3} U_{с} I_{к.макс} \frac{t_1}{T} = \frac{1}{3} U_{с} I_{к.макс}\, f t_1. \tag{26}$$

Из выражения (26) следует, что чем больше форма напряжения отличается от прямоугольной, т. е. чем больше время $t_1$ по сравнению с периодом $T$, тем больше мощность $P_{к.п}$. С другой стороны видно, что мощность потерь в режиме переключения возрастает пропорционально частоте преобразования $f = 1/T$.

Желательно, чтобы отношение $t_1/T$ не превышало 0,02—0,03. Нетрудно подсчитать, что при этом условии длительность фронта импульсов с частотой 2 000 *гц* ($T = 500$ *мксек*) составляет $t_1 = 10 \div 15$ *мксек*.

Полная мощность, выделяющаяся на одном транзисторе, приблизительно равна:

$$P_{т} \approx P_{к} + P_{к.п} + P_{б} = \frac{1}{2} \Delta U_{к\text{-}э}\, I_{к.макс} + \frac{1}{3} U_{с}\, I_{к.макс}\, t_1/T + \frac{1}{2} \Delta U_{э\text{-}б}\, I_{б.макс}\,. \tag{27}$$

Исходя из мощности, вычисленной по формуле (27), следует выбрать такой теплоотвод (радиатор), при котором температура нагрева транзистора не будет превышать допустимую (см. гл. 1).

**Выпрямитель и фильтр.** При прямоугольной форме питающего напряжения расчет выпрямителя несложен.

Чаще всего для выпрямления выбирают мостовую схему и схему удвоения напряжения; применяют также двухполупериодную схему со средней точкой, для которой при малых выпрямленных напряжениях требуется в 2 раза меньше диодов, чем для мостовой схемы.

Выходное напряжение преобразователя, необходимое для получения выпрямленного напряжения $U_0$ равно:

$$U_{2макс} = U_2 \approx U_0 + \Delta U_д + \Delta U_{др}, \qquad (28)$$

где $\Delta U_д$ — падение напряжения на диоде (или на диодах); $\Delta U_{др}$ — падение напряжения на дросселе фильтра.

Для двухполупериодной схемы со средней точкой $U_2$ — напряжение половины выходной обмотки.

Для двухполупериодной схемы удвоения в формулу (28) вместо $U_0$ следует подставить значение $U_0/2$.

Для получения выпрямленного тока $I_0$ выходную обмотку необходимо рассчитать на действующее значение тока

$$\left.\begin{aligned} &I_2 = I_{2макс} = I_0 \text{ для мостовой схемы;}\\ &I_2 = I_{2макс} = 2I_0 \text{ для схемы удвоения;}\\ &I_2 = I_{2макс}/\sqrt{2} = I_0/\sqrt{2} \text{ для двухполупериодной схемы со средней точкой.}\end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

Обратное напряжение на диоде в зависимости от схемы выпрямителя равно:

$$\left.\begin{aligned} &U_{обр} = U_{2макс} \approx U_0 \text{ для мостовой схемы;}\\ &U_{обр} = 2U_{2макс} \approx U_0 \text{ для схемы удвоения;}\\ &U_{обр} = 2U_{2макс} \approx 2U_0 \text{ для двухполупериодной схемы со средней точкой.}\end{aligned}\right\} \qquad (30)$$

Средний (выпрямленный) ток через диод равен:

$$\left.\begin{aligned} &I_{0д} = I_0/2 \text{ для мостовой и двухполупериодной схемы со средней точкой;}\\ &I_{0д} = I_0 \text{ для схемы удвоения.}\end{aligned}\right\} \qquad (31)$$

Импульс тока через диод равен:

$$\left.\begin{aligned} &I_{макс} = I_0 \text{ для мостовой и двухполупериодной схемы со средней точкой;}\\ &I_{макс} = 2I_0 \text{ для схемы удвоения.}\end{aligned}\right\} \qquad (32)$$

Диоды, применяемые в схемах выпрямителей, должны выбираться с учетом частоты преобразователя $f$. Для частот ниже 1 *кгц* возможно применение любых диодов; для частот выше 1 *кгц* следует применять только высокочастотные диоды, например 2Д504А, 2Д204 и др. Падение напряжения на одном диоде $\Delta U_д$ можно принять равным 1 *в* для кремниевых и 0,5 *в* для германиевых диодов.

Если переменное напряжение имеет строго прямоугольную форму, то форма выпрямленного напряжения (за один период) представляет собой два прямоугольника, расположенных вплотную друг к другу. В этом идеальном случае пульсация выпрямленного напряжения отсутствует. Практически в месте «стыка» двух прямоугольников всегда имеются выбросы напряжения, вызываемые отклонением

формы кривой напряжения от прямоугольной, а также нестационарными процессами в моменты переключения транзисторов. Возникновение этих нестационарных процессов связано с индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора. Уменьшение индуктивности рассеяния трансформатора, достигаемое специальной конструкцией обмоток, снижает амплитуду выбросов выпрямленного напряжения, но не исключает необходимости в сглаживающем фильтре.

Мостовые и двухполупериодные выпрямители могут работать на сглаживающий фильтр, начинающийся с емкости или индуктивности (рис. 6). Емкостный фильтр обычно применяют в автогенераторах при сравнительно малых токах. Работа на индуктивность допускается только в усилителях мощности, однако и в этом случае на вход фильтра часто включают небольшую емкость для подавления выбросов выпрямленного напряжения. Конденсатор, применяемый для этой цели, должен быть безындукционным.

Для уменьшения выбросов выпрямленного напряжения, вызванных колебательными процессами в сглаживающих фильтрах типа *LC*, нужно шунтировать дроссель демпфирующим диодом. Этот диод должен выдерживать в обратном направлении полное выпрямленное напряжение (см рис. 15).

Точный расчет входной емкости фильтра представляет собой довольно сложную задачу. Входную емкость можно выбрать, пользуясь приближенной формулой

$$C_0 \geqslant 2 \cdot 10^6 \frac{I_0}{fU_0}, \tag{33}$$

где $C_0$ — входная емкость фильтра, *мкф*: $f$ — частота, вырабатываемая преобразователем, *гц*.

Для схемы удвоения в формулу (33) следует подставлять значение $U_0/2$; при этом емкость $C_0$ соответствует емкости одного из двух конденсаторов схемы. Для расчетного значения $C_0$ амплитуда пульсации составит 1—5% от выпрямленного напряжения. Значение $C_0$ обычно уточняется экспериментально.

Если фильтр начинается с дросселя, то необходимо, чтобы его индуктивность удовлетворяла условию

$$L_{др} \geqslant 0{,}05 \frac{U_0}{fI_0}. \tag{34}$$

При расчете фильтра, начинающегося с индуктивности, можно считать, что амплитуда пульсации $p_0$ на входе фильтра не превышает 20—25% от выпрямленного напряжения.

**Базовые и пусковые цепи.** В схемах с раздельными резисторами в базовых обмотках (например, рис. 15, 18, 19) сопротивление базового резистора равно:

$$R_б = R_1 = R_2 = U_{Rб}/I_{б.\,макс} = \left(U_б - \Delta U_{э\text{-}б}\right)/I_{б.макс}, \tag{35}$$

где $U_{Rб}$ — напряжение на резисторе в цепи базы; $\Delta U_{э\text{-}б}$ — напряжение на переходе эмиттер — база в режиме насыщения.

Очевидно, что для схемы на рис. 14 и для других схем с диодом в цепи базы

$$U_{Rб} = U_б - \Delta U_{э\text{-}б} - \Delta U_д, \tag{36}$$

Обычно $U_{Rб} \approx (1 \div 2)\Delta U_{э\text{-}б}$.

Мощность, выделяемая на резисторах в цепях базы, равна:

$$P_{R\text{б}} = U_{R\text{б}} I_{\text{б.макс}} /2. \qquad (37)$$

Если резистор является общим для двух транзисторов (рис. 10, 13, 14), то значение $R_{\text{б}}$ находят по формуле (35), а мощность будет равна:

$$P_{R\text{б}} = U_{R\text{б}} I_{\text{б.макс}}. \qquad (37а)$$

Для запуска преобразователя на переходе эмиттер — база следует создать прямое напряжение около 1 *в*. В схемах рис. 10 и 13 это напряжение получается с помощью делителя $R_1$, $R_2$, подключенного к источнику питания $U_{\text{с}}$. Резистор $R_1$ является базовым и его сопротивление определяется по формуле (35). Тогда

$$R_2 = R_1 \left(U_{\text{с}} - U_{R1}\right) / U_{R1} \approx R_1 U_{\text{с}}. \qquad (38)$$

Мощность, выделяемая на резисторе $R_2$:

$$P_{R2} \approx U_{\text{с}}^2 / R_2. \qquad (39)$$

В тех случаях, когда запуск преобразователя производится через отдельный резистор (рис. 14, 17, 18, 19), его сопротивление $R_{\text{п}}^*$ выбирается таким, чтобы обеспечить минимальный базовый ток $I_{\text{б.мин}}$, необходимый для отпирания транзистора:

$$R_{\text{п}} \approx (U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{э-б}}) / I_{\text{б.мин}}. \qquad (40)$$

Схема запуска через отдельный резистор более экономична, чем схема с делителем.

## Глава третья

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

## 11. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Преобразователь с усилением мощности обычно применяют, когда требуемая мощность превышает 100 *вт* и когда необходимо получить постоянство частоты и неизменность формы кривой переменного напряжения при колебаниях сопротивления нагрузки. Кроме того, усилитель мощности, обладающий малым выходным сопротивлением, позволяет повысить к. п. д. устройства и улучшить нагрузочную характеристику преобразователя, т. е. уменьшить зависимость выходного напряжения от тока нагрузки

Источником переменного напряжения, подаваемого на вход усилителя мощности, служит обычный преобразователь с самовозбуждением, рассмотренный в предыдущей главе. В дальнейшем этот преобразователь будем называть задающим генератором.

---

* Резистору $R_{\text{п}}$ соответствуют: на рис. 14 — $R_2$, на рис. 17 — $R_1$, на рис. 18 — $R_7$, на рис. 19 — $R_5$ и $R_6$.

Мощный усилитель на транзисторах усиливает напряжение прямоугольной формы. Транзисторы усилителя работают по двухтактной схеме в режиме переключения.

Транзисторы мощного усилителя можно включить по схеме с общей базой (рис. 25, *а*), с общим эмиттером (рис. 25, *б*, *г*) или с общим коллектором (рис. 25, *в*). Для схемы включения с общей базой требуется задающий генератор большей мощности, чем для схемы с общим эмиттером, так как по вторичной обмотке входного трансформатора проходит весь ток эмиттера. Поэтому схема с общим эмиттером обладает более высоким коэффициентом усиления по мощности по сравнению со схемой с общей базой (в 10—20 раз). В тех случаях, когда напряжение источника питания мало, применение схемы с общим эмиттером особенно выгодно, так как позволяет значительно уменьшить мощность задающего генератора.

Несмотря на то, что по сравнению со схемой с общим эмиттером схема с общей базой имеет меньшие изменения усиления при колебаниях окружающей температуры и меньшее падение усиления в области больших токов коллектора, схема усилителя мощности с общим эмиттером получила в настоящее время наибольшее распространение.

Схема усилителя с общим коллектором требует некоторого снижения напряжения между коллектором и эмиттером. В схеме на рис. 25, *в* напряжение половины базовой обмотки входного трансформатора должно быть равно сумме напряжений на половине первичной обмотки выходного трансформатора и на участке эмиттер — база транзистора. Очевидно, что при таком включении схема на рис. 25, *в* имеет малое усиление по мощности.

Рис. 25. Двухтактные усилители по схеме с общей базой (*а*), с общим эмиттером (*б*), с общим коллектором (*в*), с общим эмиттером и разделенными базовыми обмотками (*г*).

Схема усилителя с общим коллектором и схема с общим эмиттером и разделенными базовыми обмотками (рис. 25, *г*) позволяют не изолировать корпуса (коллекторы) транзисторов от металлического корпуса блока.

## 12. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Режим работы транзисторов в двухтактном усилителе с общим эмиттером и активной нагрузкой в режиме переключения в первом приближении можно считать аналогичным режиму работы транзисторов в схеме с самовозбуждением с ненасыщающимся выходным трансформатором (например, в двухтрансформаторной схеме).

Динамические характеристики выходной цепи усилителя на транзисторах представляют собой прямые линии *АБ* (рис. 9), наклон которых определяется сопротивлением нагрузки выходного трансформатора. Чем меньше сопротивление нагрузки, тем больше угол $\alpha$, образованный динамической характеристикой с осью абсцисс. Здесь, так же как и в двухтактной схеме с самовозбуждением, рассматривается только верхняя половина динамической характеристики, соответствующая открытому состоянию транзистора.

При прямоугольной форме входного напряжения переход из точки *А* динамической характеристики в точку $Б_1$ совершается почти мгновенно; в точке *А* рабочая точка находится в течение одной половины периода, а в точке $Б_1$ — в течение второй половины.

При изменении сопротивления нагрузки от бесконечно большой величины ($\alpha=0$) до критической, соответствующей динамической характеристике $АБ_1$, верхняя точка динамической характеристики *Б* движется вверх по крутой части статической характеристики, соответствующей заданному входному базовому току $i_б$. Выходное сопротивление усилителя при этом остается очень малым, так как выходное сопротивление транзистора для крутого участка статической характеристики очень мало.

При дальнейшем уменьшении сопротивления нагрузки усилителя, когда заданный базовый ток уже не может обеспечить нужного тока коллектора, верхняя точка динамической характеристики движется по почти горизонтальному участку $Б_1$—$Б_2$ статической характеристики. При этом выходное сопротивление усилителя становится очень большим, так как транзисторы уже не работают в режиме насыщения, а переходят в линейный режим и их выходное сопротивление на этом участке характеристики велико.

Приведенные рассуждения позволяют построить нагрузочную характеристику усилителя, т. е. зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. При изменении тока нагрузки от нуля до значения $I_{2макс}$, соответствующего критическому сопротивлению нагрузки (т. е. динамической характеристике $АБ_1$), нагрузочная характеристика усилителя почти горизонтальна. При попытке дальнейшего увеличения тока нагрузки, что соответствует динамической характеристике $АБ_2$, транзисторы выходят из режима насыщения, выходное напряжение усилителя резко падает и нагрузочная характеристика идет почти вертикально вниз (рис. 26) При этом значительно возрастают падение напряжения на открытом транзисторе и мощность, выделяющаяся на транзисторах (что может привести к выходу их из

строя из-за перегрева), и соответственно падают к. п. д. усилителя и отдаваемая им мощность.

Максимально допустимый ток нагрузки в схеме усилителя с общим эмиттером можно подсчитать по формуле

$$I_{2макс} = \frac{I_{б.макс}\,\beta}{1,5n_2},$$

где $n_2 = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора ($w_1$ — число витков половины первичной обмотки).

Если в выпрямителе, питаемом от такого усилителя, используются вентили с малым внутренним сопротивлением (например, германиевые или кремниевые), то нагрузочная характеристика выпрями-

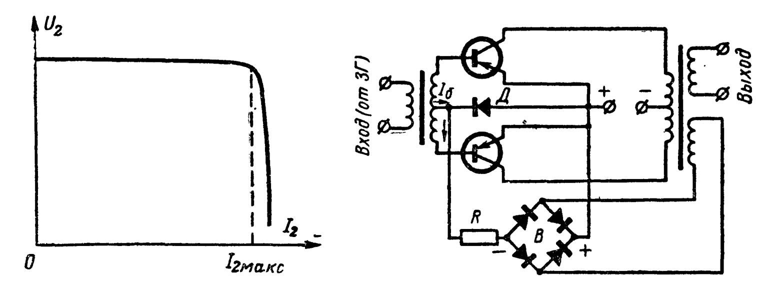



Рис. 26. Нагрузочная характеристика усилителя мощности.

Рис. 27. Схема защиты транзисторов от перегрузок в усилителях мощности.

теля имеет почти такой же характер, как нагрузочная характеристика усилителя на рис. 26

Таким образом, схема преобразователя с усилением мощности имеет существенный недостаток: уменьшение сопротивления нагрузки может вызвать перегрев транзисторов и выход их из строя. Трудность защиты транзисторов от перегрузок по току заключается в том, что обычные плавкие предохранители имеют тепловую инерцию, которая превышает тепловую инерцию транзисторов. В результате транзистор выходит из строя быстрее, чем сгорает предохранитель.

Л. Н. Киселевым * предложена схема (рис. 27), позволяющая защитить транзисторы усилителя мощности от перегрузок при недопустимом уменьшении сопротивления нагрузки или при ее коротком замыкании.

Выходной трансформатор усилителя имеет дополнительную обмотку, питающую вспомогательный выпрямитель *В*, в цепь которого включен резистор *R*.

В этой схеме ток базы $I_б$ транзисторов усилителя мощности протекает под действием суммы напряжений базовой обмотки и об-

---

* А. с. № 138999 (СССР). Кл. 21d², $12_{0,4}$; МПК H02m. Опубл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1961, № 12.

мотки вспомогательного выпрямителя *В*. При увеличении тока нагрузки выше $I_{2макс}$ транзисторы выйдут из режима насыщения и нагрузочная характеристика усилителя (рис. 26) резко пойдет вниз. Напряжение обмотки, питающей вспомогательный выпрямитель *В*, значительно уменьшится (при коротком замыкании нагрузки оно будет равно нулю), а следовательно, базовый ток $I_б$ резко упадет. Соответственно уменьшится коллекторный ток, и на транзисторах будет выделяться весьма незначительная мощность. Работа схемы на рис. 27 может быть улучшена, если последовательно с резистором *R* включить низковольтный стабилитрон, который будет обеспечивать более полное запирание транзисторов при коротком замыкании нагрузки. Стабилитрон нужно зашунтировать емкостью 0,5—1 *мкф*.

Опасность перегрева транзисторов возникает также при уменьшении тока эмиттера в схеме с общей базой или при уменьшении тока базы в схемах с общим эмиттером и коллектором из-за понижения входного напряжения усилителя. Если при этом динамическая характеристика будет представлять собой линию $АБ_3$ (рис. 9), то нахождение рабочей точки в течение половины периода в точке $Б_3$ вызовет перегрев транзисторов.

Необходимая мощность задающего генератора, работающего на усилитель мощности, зависит от схемы усилителя. Мощность задающего генератора расходуется во входной цепи усилителя и определяется величиной тока и напряжения на зажимах вторичной обмотки входного трансформатора усилителя. Очевидно, что вторичная обмотка входного трансформатора служит одновременно выходной обмоткой трансформатора задающего генератора.

В усилителе, выполненном по схеме с общей базой, по вторичной обмотке входного трансформатора протекает ток эмиттера, а в схеме усилителя с общим эмиттером или коллектором — только ток базы транзистора. Если считать, что напряжение на зажимах вторичной обмотки входного трансформатора в первых двух случаях одинаково, а ток эмиттера примерно в 10 раз больше тока базы, то легко найти, что в схеме усилителя с общей базой мощность, расходуемая во входной цепи, будет примерно в 10 раз больше, чем в схеме с общим эмиттером.

## 13. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

При работе усилителя мощности на выпрямитель или на активную нагрузку остаются в силе все расчетные соотношения (1)—(37), приведенные в гл. 2.

Выходная мощность задающего генератора, работающего на усилитель, должна быть не менее входной мощности, потребляемой усилителем.

Задающий генератор (преобразователь с самовозбуждением) рассчитывают способом, рассмотренным в гл. 2.

При расчете задающего генератора следует иметь в виду, что входная цепь двухтактного, а также мостового усилителя, работающего в режиме переключения, аналогична (по характеру нагрузки на генератор) обычному двухполупериодному выпрямителю со средней точкой. Поэтому для определения мощности задающего генератора и мощности его трансформатора нужно воспользоваться формулами (7а), (15), (15а).

В случае использования мостовой схемы усилителя (см. гл. 4), имеющей четыре базовых обмотки, в качестве половины вторичной обмотки входного трансформатора можно рассматривать две одновременно нагруженные базовые обмотки.

Подходящий тип транзисторов выбирают по амплитудному значению тока коллектора с учетом заданной величины напряжения питания $U_c$ и схемы усилителя (двухтактной или мостовой). Если вычисленное амплитудное значение тока коллектора $I_{к.макс}$ превышает соответствующее допустимое значение для имеющегося транзистора, то в каждое плечо усилителя можно включить несколько транзисторов параллельно При этом можно включать параллельно только такие транзисторы, у которых падение напряжения между выводами эмиттера и коллектора в режиме насыщения приблизительно одинаково. Измерение этого напряжения производится в режиме насыщения транзистора при значениях токов коллектора и базы, указанных в справочных материалах или паспорте данного транзистора.

| Группа | Падение напряжения $\Delta U_{к\text{-}э}$, *в* | Количество, шт | Группа | Падение напряжения $\Delta U_{к\text{-}э}$, *в* | Количество шт |
|---|---|---|---|---|---|
| I | 0,26—0,3 | 2 | IV | 0,41—0,46 | 27 |
| II | 0,31—0,35 | 36 | V | 0,47—0,52 | 10 |
| III | 0,36—0,4 | 33 | VI | 0,53—0,6 | 9 |

В таблице в качестве примера приведены результаты измерений 117 шт. транзисторов П210А в режиме насыщения. Транзисторы разбиты на шесть групп, в каждую из которых входят транзисторы, имеющие близкие значения напряжения насыщения между выводами эмиттера и коллектора. Транзисторы, входящие в какую-либо одну группу, могут быть включены параллельно в одно плечо преобразователя с самовозбуждением или усилителя мощности.

Очевидно, чем меньше напряжение $\Delta U_{к\text{-}э}$, тем выше будет к. п. д преобразователя или усилителя мощности. В схемах усилителей при прямоугольной и трапецеидальной форме кривой питающего напряжения потери в транзисторах подсчитывают по формулам (24)—(27), приведенным в гл 2.

Конструктивный расчет выходного трансформатора усилителя включает в себя определение размеров сердечника, числа витков и диаметра проводов обмоток.

Для определения размеров сердечника выходного трансформатора следует пользоваться формулой (12). Типовую мощность выходного трансформатора можно определить из выражений (13)—(15), а число витков, токи обмоток и диаметр проводов — по формулам (4), (16)—(23).

В отличие от трансформатора задающего генератора индукция $B$ в выходном трансформаторе выбирается ниже индукции насыщения. При этом необходимо иметь в виду, что потери в сердечнике трансформатора резко возрастают с повышением частоты и с увеличением индукции. Значения удельных потерь в сердечнике (т. е потерь, приходящихся на 1 *кг* массы сердечника) для некоторых магнитных материалов в зависимости от индукции $B$ и частоты $f$ даны в при-

ложении 5. Очевидно, что с повышением частоты следует снижать величину индукции.

С увеличением мощности трансформатора его охлаждающая поверхность растет медленнее, чем мощность потерь (при неизменном к. п. д.). Поэтому перегрев обмоток и сердечника у мощного трансформатора при прочих равных условиях будет больше, чем у маломощного. Для того чтобы сохранить одинаковую величину перегрева у трансформаторов различной мощности, нужно с повышением мощности снижать индукцию $B$ и плотность тока $\delta$. В результате с повышением мощности будет снижаться относительная величина потерь в стали и меди трансформатора, а следовательно, будет повышаться его к. п. д.

Так как выходные трансформаторы усилителей работают при индукциях, меньших индукции насыщения $B_s$, то в ряде случаев при сравнительно небольших мощностях (до 300 *ва*) при не очень высоких частотах преобразования (до 3 *кгц*) и небольших значениях индукции (до 0,6 *тл*), возможно использование витых разрезных сер-

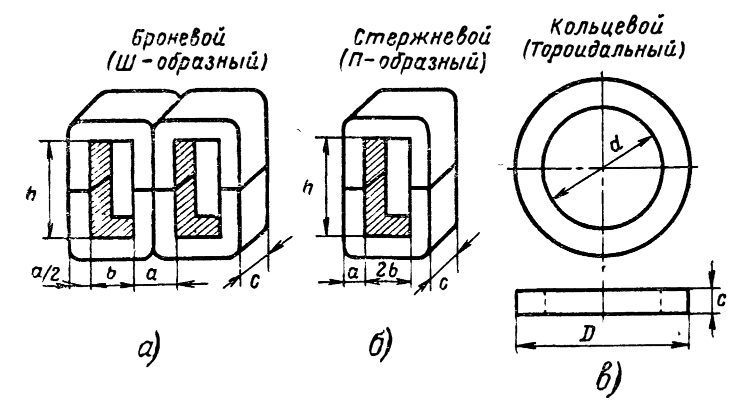



Рис. 28. Основные типы сердечников.

дечников из материалов Э350, Э360 толщиной 0,05—0,08 *мм* или пластинчатых сердечников, при сборке которых неизбежен небольшой воздушный зазор. Однако окончательный выбор материала для сердечника может быть сделан только на основании расчета потерь в трансформаторе. Применение витых разрезных сердечников в трансформаторах задающих генераторов, работающих с насыщенными сердечниками, является недопустимым из-за ухудшения режима работы транзисторов и значительного нагрева трансформатора.

Основные типы применяемых сердечников показаны на рис. 28.

Определив по формуле (12) произведение $Q_{ст}Q_{о}$, находят ориентировочное значение ширины стержня витого разрезного Ш- или П-образного сердечника по формуле

$$a \approx 0{,}7 \sqrt[4]{Q_{ст} Q_{о}},\ см. \tag{41}$$

Затем выбирают стандартный витой разрезной сердечник, име-

ющий размер $a$, близкий к полученному значению, и определяют ширину ленты по формуле

$$c = \frac{Q_{ст} Q_о}{abh}, \text{ см}, \quad (42)$$

где $b$ — ширина окна, *см*; $h$ — высота окна, *см*.

Для кольцевых (неразрезных) сердечников следует выбрать сердечник с требуемым значением $Q_{ст} Q_о$.

Для определения потерь в сердечнике необходимо знать его массу, которую находят по формуле

$$M_{ст} = v_{ст} \rho k_с, \quad (43)$$

где $v_{ст}$ — объем сердечника; $\rho$ — плотность материала сердечника; $k_с$ — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью.

Объем сердечника находят в зависимости от его типа по формулам:

для Ш-образного (броневого) сердечника (рис. 28, *а*)

$$v_{ст} \approx 2ac\,(a + b + h); \quad (44)$$

для П-образного (стержневого) сердечника (рис. 28, *б*)

$$v_{ст} \approx 2ac\,(2a + 2b + h); \quad (44а)$$

для кольцевого сердечника (рис. 28, *в*)

$$v_{ст} \approx 0{,}785c\,(D^2 - d^2). \quad (44б)$$

Для определения нагрева трансформатора необходимо знать охлаждающие поверхности сердечника и обмоток. Наружная (охлаждающая) поверхность сердечника, не закрытая обмоткой, рассчитывается по формулам:

для Ш-образного сердечника

$$S_{ст} \approx 2\,[ac + (a + c)\,(2a + 2b + h)]; \quad (45)$$

для П-образного сердечника (с двумя катушками)

$$S_{ст} \approx 4\,[(a + b)\,(2a + c) + ac]. \quad (45а)$$

Кольцевой сердечник обычно полностью закрывается обмотками, и его охлаждение происходит только через эти обмотки.

Наружная (охлаждающая) поверхность обмоток, не закрытая сердечником, вычисляется по формулам:

для Ш-образного сердечника

$$S_м \approx 2\,[a\,(h + 2b) + 4b\,(h + b)]; \quad (46)$$

для П-образного сердечника (с двумя катушками)

$$S_м \approx 2[(2a + c)\,(2b + h) + 2b\,(4b + 3h)]; \quad (46а)$$

для кольцевого сердечника

$$S_м \approx 2{,}5D\,(D + d). \quad (46б)$$

После конструктивного расчета трансформатора определяют величину потерь в стали и меди по формулам

$$P_{ст} = p_{уд} M_{ст}, \quad (47)$$

и

$$P_м = 2I_к^2 r_к + I_2^2 r_2, \quad (48)$$

где $p_{уд}$ — удельные потери в стали, *вт/кг*; $M_{ст}$ — масса стали, *кг*; $r_к$ — сопротивление половины первичной (коллекторной) обмотки, *ом*; $r_2$ — сопротивление выходной обмотки, *ом*.

Для мостсвой схемы

$$P_м = I_к^2 r_к + I_2^2 r_2, \tag{48а}$$

где $r_к$ — сопротивление первичной (коллекторной) обмотки, *ом*.

Сопротивление обмоток подсчитывают по формуле

$$r = 2{,}2 \cdot 10^{-4}\ l_м w/d^2, \tag{49}$$

где $l_м$ — средняя длина витка обмотки, *см*; $w$ — число витков обмотки; $d$ — диаметр провода обмотки без изоляции, *мм*.

Далее необходимо подсчитать наружную (охлаждающую) поверхность сердечника трансформатора $S_{ст}$ и наружную (охлаждающую) поверхность обмотки $S_м$ и вычислить удельную поверхность, приходящуюся на 1 *вт* потерь:

в стали

$$s_{ст} = S_{ст}/P_{ст} \tag{50}$$

и в меди

$$s_м = S_м/P_м. \tag{51}$$

Перегрев трансформатора (т. е. превышение его температуры над окружающей) будет нормальным (40—50 °C), если величина каждой удельной поверхности $s_{ст}$ и $s_м$ будет не менее 18 *см²/вт*.

Если удельные поверхности будут меньше указанной величины, то перегрев трансформатора увеличится. Чтобы сохранить допустимый перегрев, необходимо снизить выбранные значения индукции $B$ (если $s_{ст} < 18$ *см²/вт*) и плотности тока $\delta$ (если $s_м < 18$ *см²/вт*) и снова рассчитать трансформатор.

Искажения прямоугольной формы напряжения, вносимые выходным трансформатором, зависят от индуктивности первичной (коллекторной) обмотки $L_к$ и индуктивности рассеяния трансформатора.

Если индуктивное сопротивление первичной обмотки $\omega L_к$ мало по сравнению с приведенным сопротивлением нагрузки $R_н'$, то вследствие того, что нагрузка окажется зашунтированной этим индуктивным сопротивлением, форма кривой выходного напряжения исказится. Поэтому необходимо чтобы выполнялось условие

$$2\pi f L_к \geqslant 5R_н' = \frac{5U_2}{I_2 n_2^2}. \tag{52}$$

Индуктивность рассеяния между половинами первичной (коллекторной) обмотки вызывает искажение прямоугольной формы кривой напряжения, а также приводит к появлению перенапряжений на выходе усилителя. Значительного уменьшения индуктивности рассеяния можно достигнуть, наматывая обе половины первичной обмотки одновременно (в два провода) и соединяя затем конец одной и начало другой половины. Кроме того, для улучшения связи между обмотками желательно разделить вторичную обмотку на две половины и между ними расположить первичную. При этом намотку ведут в следующем порядке: сначала наматывают первую половину

вторичной обмотки, затем — первичную обмотку (в два провода) и сверху — вторую половину вторичной обмотки, начало которой соединяется с концом ее первой половины.

Когда мощность усилителя превышает 500—1 000 *вт*, то выходной трансформатор часто выполняют на сердечнике стержневого (П-образного) типа с двумя одинаковыми катушками. При этом, чтобы уменьшить индуктивность рассеяния, необходимо при намотке трансформатора соблюдать следующие условия.

1. Если трансформатор работает от двухтактного усилителя, то на каждую катушку наматывают обе половины первичной обмоки (в два провода) и выводят среднюю точку, после чего обе первичные обмотки, расположенные на каждом стержне, соединяют параллельно (начало одной катушки с концом другой при одинаковом направлении намотки).

2. Если трансформатор работает от мостового усилителя (см. гл. 4), то при симметричной нагрузке вторичной обмотки (выпрямитель по мостовой схеме или по схеме удвоения) на каждом стержне располагают половину витков первичной обмотки; затем обе половины первичной обмотки соединяют последовательно (начало одной катушки с началом другой). При несимметричной нагрузке (двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой) на каждом стержне наматывают полное число витков первичной обмотки и соединяют обе первичные обмотки параллельно.

Если трансформатор выполняют на сердечнике стержневого типа и одну или обе его обмотки делят на две равные части, соединенные последовательно и расположенные на разных стержнях, то индуктивность рассеяния у такого трансформатора уменьшается почти в 2 раза по сравнению с индуктивностью рассеяния трансформатора, выполненного на Ш-образном сердечнике того же сечения и с тем же числом витков обмоток. Поэтому применение трансформаторов с сердечниками стержневого типа в некоторых случаях может быть оправдано и при небольших мощностях.

Перенапряжения на выходе усилителя («выбросы») иногда сглаживают при помощи кремниевых стабилитронов, включенных параллельно половинам первичной обмотки выходного трансформатора. Стабилитроны нужно включать так, чтобы постоянная составляющая тока не замыкалась через стабилитрон. Напряжение стабилизации должно быть несколько выше напряжения источника питания $U_c$. Последовательно со стабилитронами нужно включать сопротивления 0,5—1 *ом*. Стабилитроны должны быть рассчитаны на пропускание больших импульсов тока, которые возникают при «выбросах» напряжения на обмотке.

Расчет выходного трансформатора в двухтрансформаторных схемах не отличается от рассмотренного здесь расчета выходного трансформатора усилителя мощности.

Глава четвертая

# СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

## 14. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ ПРИ ПОВЫШЕННОМ НАПРЯЖЕНИИ ПИТАНИЯ

Ранее было указано, что в схемах двухтактных преобразователей и усилителей мощности напряжение между эмиттером и коллектором запертого транзистора достигает 2,4 $U_c$. Эта величина представляет собой удвоенное напряжение питания (2 $U_c$), умноженное на коэффициент 1,2, учитывающий перенапряжения, возникающие в момент переключения транзисторов. Очевидно, указанное соотношение ограничивает напряжение питания величиной, значительно меньшей, чем максимально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором у существующих мощных транзисторов.

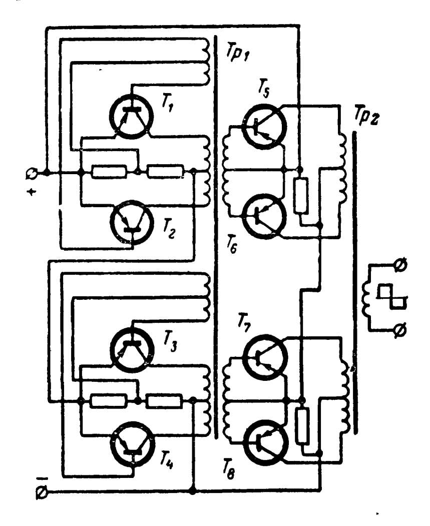


Рис. 29. Схема с последовательным включением преобразователей.

Избыток напряжения источника питания можно было бы погасить при помощи последовательно включенного резистора или при помощи делителя. Однако такой способ связан не только с уменьшением к. п. д. преобразователя, но и с большими перенапряжениями на транзисторах и не может быть рекомендован. Поэтому при существующих транзисторах применение источников с напряжением более 25—35 *в* для питания обычных двухтактных схем преобразователей практически невозможно.

На рис. 29 приведена схема преобразователя с усилителем мощности, позволяющая работать при повышенном напряжении источника питания. Как задающий генератор, так и усилитель мощности состоят каждый из двух последовательно включенных двухтактных схем; при этом напряжение между эмиттером и коллектором каждого запертого транзистора будет почти в 2 раза меньше, чем в обычной двухтактной схеме, и составит приблизительно 1,2 $U_c$. Очевидно, что увеличение количества ($M$) последовательно включенных преобразователей приведет (при неизменном $U_c$) к уменьшению максимального напряжения между эмиттером и коллектором, равно-

го $U_{к\text{-}э.макс}=2{,}4\,U_c/M$, или позволит использовать более высокое напряжение питания.

Транзисторы $T_1$, $T_2$, $T_3$ и $T_4$ работают в задающем генераторе, а транзисторы $T_5$, $T_6$, $T_7$ и $T_8$ — в усилителя мощности. В данном случае трансформатор $Tp_1$ — общий для обеих схем. Нетрудно ви-

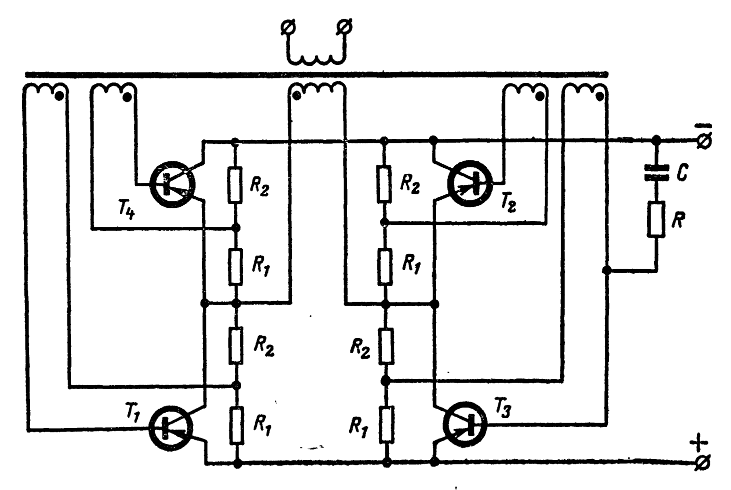



Рис. 30. Мостовая схема преобразователя с самовозбуждением.

деть, что подобные схемы задающих генераторов и усилителей мощности могут быть выполнены и независимо друг от друга.

Резисторы в усилителе мощности служат для выравнивания напряжений на участках эмиттер — коллектор запертых транзисторов.

При расчете таких схем надо иметь в виду, что напряжение на половине каждой коллекторной обмотки задающего генератора или усилителя мощности составляет $(U_c - M\Delta U_{к\text{-}э})/M$.

Схема с последовательно включенными преобразователями позволяет за счет повышения напряжения источника питания увеличить выходную мощность по сравнению с обычной двухтактной схемой при тех же коллекторных токах транзисторов.

Недостатки данной схемы и подобных ей заключаются в необходимости увеличения общего количества транзисторов в $M$ раз по сравнению с двухтактными схемами и в усложнении конструкции трансформатора.

Для работы от источников питания с повышенным напряжением часто применяют мостовую схему (рис. 30). Здесь источник питания присоединен к одной диагонали моста, образованного четырьмя транзисторами, а коллекторная (первичная) обмотка включена в другую диагональ моста. Каждый транзистор имеет самостоятельную базовую обмотку. Точки указывают выводы обмоток, имеющие в данный момент одинаковую полярность э. д. с.

При указанном включении обмоток одновременно работают в течение половины периода транзисторы $T_1$ и $T_2$ или $T_3$ и $T_4$, а за-

перты соответственно $T_3$ и $T_4$ или $T_1$ и $T_2$. Коллекторная обмотка попеременно питается током каждой пары транзисторов, поэтому ток через эту обмотку протекает в обоих направлениях. Для облегчения запуска преобразователя база одного из транзисторов соединена с отрицательным полюсом источника питания через цепочку $RC$. Резисторы $R_1$ и $R_2$ выполняют те же функции, что и в схеме на рис. 10. К каждому из двух запертых транзисторов приложено напряжение источника питания за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе. Например, к запертому транзистору $T_4$ напряжение источника питания прикладывается через открытый транзистор $T_1$. Таким образом, в мостовой схеме наибольшее напряжение между эмиттером и коллектором в 2 раза меньше, чем в двухтактной схеме ($U_{\text{к-э.макс}} \approx 1{,}2U_\text{c}$).

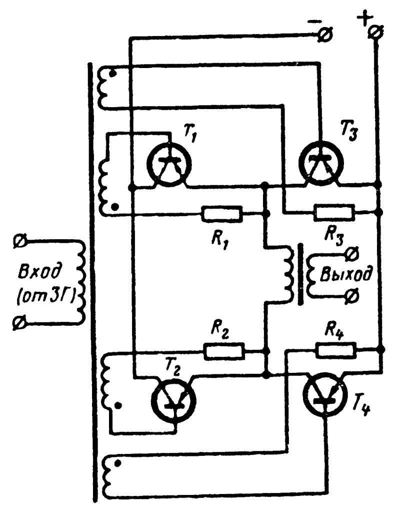


Рис. 31 Мостовая схема усилителя мощности.

Для уменьшения влияния индуктивности рассеяния нужно все четыре базовые обмотки наматывать одновременно (в четыре провода). Отсутствие средней точки у коллекторной обмотки устраняет трудности, возникающие при одновременной намотке двух половин коллекторной обмотки в двухтактной схеме.

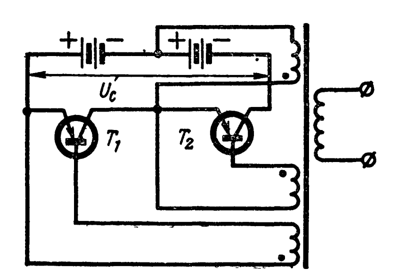


Рис. 32. Полумостовая схема преобразователя.

Очевидно, что мостовая схема может быть также использована и в усилителях мощности. На рис. 31 показана мостовая схема усилителя мощности с ограничивающими резисторами в базовых цепях. Как видно из рис. 30 и 31, в мостовых схемах у двух транзисторов вместе соединены эмиттеры, а у двух других транзисторов — коллекторы Это позволяет разместить транзисторы с параллельно соединенными коллекторами на одном общем радиаторе, не изолируя их друг от друга.

Мостовой преобразователь можно также выполнить по двухтрансформаторной схеме, рассмотренной в § 8. Для этого первичную обмотку переключающего трансформатора нужно присоединить параллельно к коллекторной (первичной) обмотке выходного трансформатора непосредственно или через резистор.

Так же как и схема с последовательно включенными преобразователями (рис. 29), мостовая схема позволяет путем увеличения напряжения питания увеличить выходную мощность преобразователя при неизменном токе коллектора или облегчить режим работы транзисторов по току при неизменной выходной мощности.

Повышение напряжения питания преобразователя без изменения схемы и при постоянной выходной мощности всегда выгодно, так как при этом увеличивается к. п. д. схемы. Это следует из выражения для мощности потерь на коллекторе при прямоугольной форме кривой напряжения

$$P_{к} = \Delta U_{к\text{-}э} I_{к.макс}/2.$$

При повышении напряжения питания ток $I_{к.макс}$ будет уменьшаться, а величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ останется почти без изменений. Это приведет к снижению потерь на транзисторах и, следовательно, к увеличению к. п. д. преобразователя.

Недостатком мостовой схемы является возможность короткого замыкания источника питания через два транзистора (например, $T_1$ и $T_3$ на рис. 31), если один из них откроется до того, как закроется второй; при этом транзисторы могут выйти из строя. Однако этот недостаток проявляется только в том случае, когда переключающие свойства транзисторов, входящих в схему (время нарастания и время спадания коллекторного тока), сильно отличаются друг от друга.

Если источник питания (батарея) имеет средний вывод, то можно уменьшить напряжение $U_{к\text{-}э}$ на запертом транзисторе с помощью так называемой полумостовой схемы (рис. 32). Очевидно, что в этой схеме $U_{к\text{-}э.макс} \approx 1{,}2 \cdot 2U_{с}/2 = 1{,}2U_{с}$. Напряжение на коллекторной (первичной) обмотке $U_{к} = U_{с}/2 - \Delta U_{к\text{-}э}$, т. е. приблизительно в 2 раза меньше, чем в обычной двухтактной схеме. Максимальное значение коллекторного тока в схеме на рис. 32 приблизительно в 2 раза больше, чем в двухтактной схеме при той же выходной мощности.

Полумостовую схему целесообразно применять в тех случаях, когда при работе в обычной двухтактной схеме транзисторы имеют достаточно большой запас по допустимому коллекторному току (не менее двойного), но не имеют запаса по допустимому напряжению между коллектором и эмиттером.

Г. В. Марголиным * предложена аналогичная схема, в которой средний вывод от источника питания заменен выводом от средней точки емкостного делителя, подключенного к зажимам источника питающего напряжения. Емкость конденсаторов делителя, которая выбирается в зависимости от мощности преобразователя, должна быть достаточно большой.

## 15. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Изменение напряжения $U_{с}$, питающего преобразователь, вызывает почти пропорциональное изменение напряжения на обмотках

* А. с. № 138661 (СССР). Кл. 21d², $42_{03}$; МПК H02m. Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1961, № 11.

трансформатора и выпрямленного напряжения преобразователя $U_0$, так как

$$U_2 = U_к n = (U_с - \Delta U_{к\text{-}э}) n,$$

а $U_0 \approx U_2$ в мостовой и двухполупериодной схемах выпрямителей и $U_0 \approx 2U_2$ в схеме удвоения напряжения.

Величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ обычно мала по сравнению с $U_с$, поэтому можно считать, что напряжение выходной обмотки преобразователя, а следовательно, и выпрямленное напряжение $U_0$ прямо пропорциональны напряжению питания $U_с$. Эти соображения полностью относятся также и к преобразователям с усилением мощности.

Часто требуется, чтобы выходное напряжение преобразователя (переменное или постоянное) мало менялось при изменениях напряжения питающей сети и тока нагрузки, т. е. чтобы выходное напряжение было стабильным.

Стабилизировать выходное напряжение можно тремя основными способами:

1) стабилизацией выходного выпрямленного напряжения без воздействия через цепь обратной связи на напряжение питания преобразователя; при этом переменное напряжение на обмотках трансформатора остается нестабильным;

2) стабилизацией постоянного напряжения, питающего преобразователь;

3) стабилизацией выходного переменного напряжения преобразователя по среднему или действующему значению.

При любом способе стабилизации напряжения затрачивается дополнительная мощность, составляющая примерно 20—50% от полезной. Следовательно, при наличии стабилизации к. п. д. преобразователя заметно падает; это должно быть учтено при решении вопроса о введении стабилизации в преобразователь.

Выпрямленное напряжение стабилизируют с помощью обычных схем электронных или полупроводниковых стабилизаторов напряжения. Описание работы стабилизаторов постоянного напряжения и их расчет читатель может найти в соответствующей достаточно обширной литературе.

Для стабилизации постоянного напряжения, питающего преобразователь, применяют как параметрические, так и компенсационные (с обратной связью) стабилизаторы. В качестве регулирующих элементов в них обычно используются транзисторы, работающие в непрерывном или импульсном (ключевом) режиме. Если выходная мощность преобразователя невелика (до 5—20 *вт*) и можно мириться с невысоким к. п. д., то применяют обычные параметрические или компенсационные схемы стабилизаторов постоянного напряжения, в которых транзисторы работают в непрерывном режиме. Повышение выходной мощности преобразователя приводит к увеличению мощности, которая рассеивается на регулирующих элементах. Это требует параллельного включения большого числа транзисторов, увеличения размеров теплоотводов (радиаторов) и приводит к снижению надежности работы схемы. В таких случаях целесообразно применять стабилизаторы, в которых транзисторы работают в импульсном режиме. Так как при наличии стабилизатора напряжение на входе преобразователя поддерживается постоянным, то в соответствии с формулой (4) частота, вырабатываемая преобразователем, также остается стабильной.

На рис. 33 приведена схема параметрического стабилизатора напряжения с повышенной стабильностью. Эта схема отличается от обычных параметрических схем наличием стабилизатора тока на транзисторе $T_1$ со стабилитроном $Д_1$. Стабилизатор тока поддерживает ток через выходной стабилитрон $Д_2$ почти неизменным (при неизменном токе нагрузки), что заметно улучшает стабильность выходного напряжения.

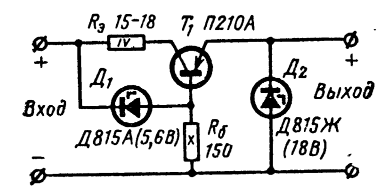



Рис. 33. Параметрический стабилизатор напряжения с повышенной стабильностью.

В качестве примера на рис. 33 указаны типы полупроводниковых приборов и номиналы резисторов для схемы с выходным стабилизированным напряжением 18 *в* при токе нагрузки 200 *ма*, работающей при колебаниях входного напряжения 24—32 *в*.

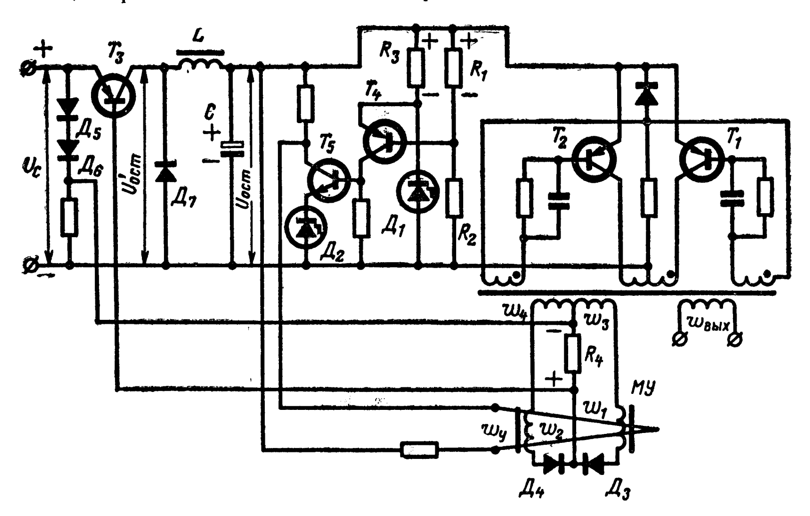



Рис. 34. Ключевой стабилизатор входного напряжения преобразователя.

Мощность, выделяемая на стабилитронах $Д_1$ и $Д_2$, не превышает 1,5 *вт* и 2,5 *вт* соответственно. Максимальная мощность, выделяемая на транзисторе $T_1$, не превышает 4 *вт*. Требуемая мощность резисторов указана с необходимым запасом. При настройке схемы рекомендуется подбирать резистор $R_э$ так, чтобы при минимальном входном напряжении (24 *в*) ток через стабилитрон $Д_2$ находился в пределах 80—100 *ма*.

Примером компенсационной схемы стабилизатора постоянного входного напряжения преобразователя, в которой регулирующий транзистор работает в импульсном (ключевом) режиме, может служить схема, показанная на рис. 34.

Двухтактный преобразователь на транзисторах $T_1$ и $T_2$ питается от источника напряжением $U_с$ через регулирующий транзистор $T_3$ и сглаживающий фильтр $LC$. Нагрузку подключают к выходной обмотке преобразователя $w_{вых}$. Изменения напряжения на входе преобразователя воздействуют на нелинейный мост ($R_1$, $R_2$, $R_3$, стабилитрон $Д_1$), к одной диагонали которого подключен вход двухкаскадного усилителя на транзисторах $T_4$ и $T_5$. Стабилитрон $Д_2$ создает необходимый потенциал эмиттера транзистора $T_5$. К выходу усилителя подключена управляющая обмотка $w_у$ магнитного усилителя *МУ*, охватывающая два независимых сердечника с одинаковыми обмотками $w_1$ и $w_2$. Магнитный усилитель выполняется на сердечниках из материала с прямоугольной формой петли перемагничивания. Трансформатор преобразователя имеет специальную обмотку $w_3$, $w_4$ с выведенной средней точкой. Последовательно с этой обмоткой включены рабочие обмотки $w_1$ и $w_2$ магнитного усилителя и диоды $Д_3$ и $Д_4$, образующие двухполупериодный выпрямитель, работающий на нагрузку $R_4$. На этой нагрузке создаются импульсы напряжения, частота которых равна удвоенной частоте преобразователя, а их длительность зависит от напряжения на входе преобразователя $U_{0\,ст}$. Импульсы, выделяющиеся на резисторе $R_4$, запирают транзистор $T_3$ на время, равное их длительности. Регулируя длительность запирающих импульсов, можно поддерживать на входе преобразователя заданное среднее значение напряжения $U_{0\,ст}$ при колебаниях напряжения источника питания $U_с$. Нетрудно видеть, что при отсутствии запирающего напряжения на резисторе $R_4$ регулирующий транзистор $T_3$ будет полностью открыт напряжением диодов $Д_5$ и $Д_6$; падение напряжения на открытом транзисторе $T_3$ будет равно $\Delta U_{к\text{-}э} = 0{,}3 \div 0{,}6$ *в*.

Рассмотрим работу схемы на рис. 34 более подробно. Резисторы $R_1$, $R_2$ и $R_3$ подобраны таким образом, что при нормальной величине питающего напряжения $U_с$ транзистор $T_4$ открыт. Увеличение напряжения $U_с$ приводит к уменьшению напряжения на участке эмиттер — база транзистора $T_4$ и к уменьшению коллекторного тока последнего. Это в свою очередь приведет к уменьшению положительного потенциала базы транзистора $T_5$ с проводимостью *n-p-n*. В результате ток управляющей обмотки магнитного усилителя *МУ*, включенной в цепь коллектора транзистора $T_5$, уменьшится.

Работу схемы магнитного усилителя *МУ* будем рассматривать с помощью графиков на рис. 35, где по оси абсцисс отложено время $t$. В рабочей обмотке $w_1$ магнитного усилителя взаимодействуют два магнитных потока: $Ф_у$, создаваемый постоянным током управляющей обмотки, и $Ф_1$, создаваемый выпрямленным током обмотки $w_3$. В обмотке $w_2$ также взаимодействуют два потока: $Ф_у$ и $Ф_1$, создаваемый выпрямленным током обмотки $w_4$. Рассмотрим процессы, происходящие в одной из рабочих обмоток, например $w_1$.

На рис. 35, *а* показан положительный (рабочий) полупериод напряжения в обмотке $w_3$. Постоянный магнитный поток $Ф_у$, создаваемый управляющей обмоткой магнитного усилителя в сердечнике с рабочей обмоткой $w_1$ (при отсутствии потока $Ф_1$), изображен на рис. 35, *б*. Поток $Ф_у$ не насыщает сердечник $w_1$.

Если к обмотке дросселя или трансформатора периодически прикладываются однополярные импульсы напряжения прямоугольной формы, которые не доводят магнитный поток в сердечнике до насыщения, то поток во время действия импульса будет изменяться по линейному закону (наклонная линия на рис. 35, *в*). Так как напряжение обмотки $w_3$, имеющее прямоугольную форму, вполне достаточно, чтобы довести поток в сердечнике $w_1$ до насыщения, то в этом случае поток $Ф_1$ (при отсутствии потока $Ф_у$) будет изменяться вначале по линейному закону до величины потока насыщения $Ф_s$, а затем останется неизменным до окончания действия импульса напряжения (рис. 35, *в*). Поток $Ф_1$ направлен противоположно потоку $Ф_у$.

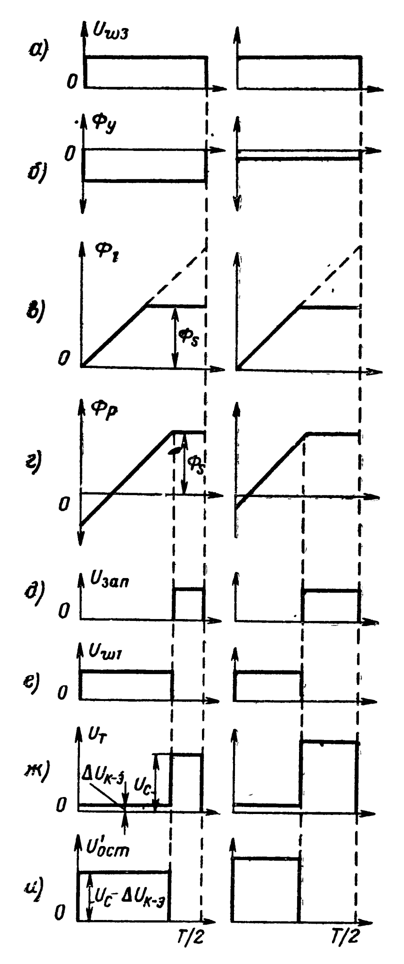


Рис. 35. Формы напряжений и магнитных потоков в схеме на рис. 34.

На рис. 35, *г* показана зависимость результирующего потока $Ф_р = Ф_1 + Ф_у$ в сердечнике $w_1$ от времени.

Так как магнитная проницаемость сердечника при переходе в режим насыщения резко падает, то индуктивное сопротивление дросселя с насыщенным сердечником будет очень малым. Если для упрощения предположить, что в режиме насыщения индуктивное сопротивление рабочей обмотки $w_1$ близко к нулю, то почти все напряжение обмотки $w_3$ выделится при этом в виде запирающего импульса $U_{зап}$ на резисторе $R_4$ (рис. 35, *д*). Если сердечник обмотки $w_1$ не насыщен, то индуктивное сопротивление обмотки $w_1$ велико по сравнению с сопротивлением нагрузки $R_4$; в этом случае почти все напряжение, создаваемое обмоткой $w_3$, падает на рабочей обмотке $w_1$ (рис. 35, *е*).

Ранее было установлено, что при повышении напряжения питающей сети $U_с$ ток через управляющую обмотку *МУ* уменьшается. На графиках рис. 35 справа помещены зависимости тех же параметров от времени при уменьшении тока через управляющую обмотку магнитного усилителя. Уменьшение тока приводит к уменьшению потока $Ф_у$ и к увеличению длительности импульса $U_{зап}$,

запирающего регулирующий транзистор $T_3$. Очевидно, что напряжение на запертом транзисторе равно питающему напряжению $U_c$. Так как время, в течение которого транзистор $T_3$ остается запертым, увеличивается, то среднее значение падения напряжения на регулирующем транзисторе возрастает (рис. 35, *ж*), а среднее значение напряжения на входе преобразователя $U_{0ст}$ уменьшается почти до заданной величины. Точно так же работает вторая половина магнитного усилителя с рабочей обмоткой $w_2$, диодом $Д_4$ и обмоткой $w_4$.

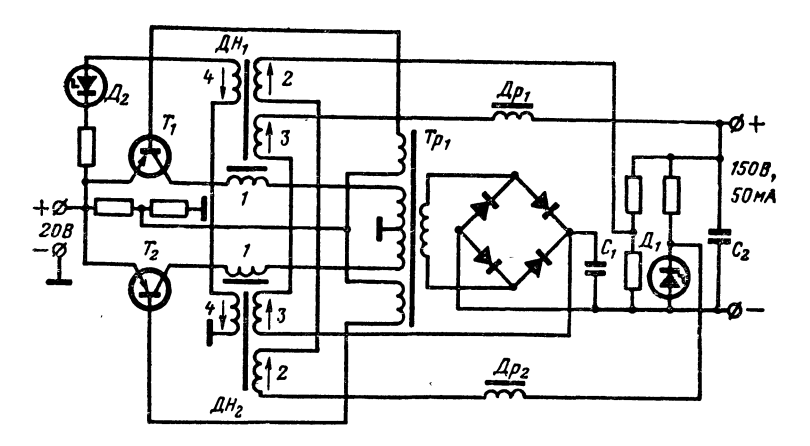



Рис. 36. Схема преобразователя с магнитным стабилизатором напряжения.

Двухтактный магнитный усилитель удваивает частоту запирающих импульсов на резисторе $R_4$, что облегчает сглаживание пульсирующего напряжения $U'_{0ст}$, которое получается непосредственно после регулирующего транзистора $T_3$ (рис. 35, *и*). Эту задачу выполняет фильтр $LC$ с демпфирующим диодом $Д_7$.

В результате работы стабилизатора среднее значение напряжения после регулирующего транзистора $U'_{0ст}$ остается почти неизменным, что обеспечивает стабильность напряжения $U_{0ст}$ на входе преобразователя. Это видно из графиков на рис. 35, *и*, на которых среднее значение напряжения $U'_{0ст}$ (площадь импульсов) остается неизменным при разных значениях напряжения $U_c$.

Возможны также другие варианты схемы на рис. 34, например, когда на управляющую обмотку магнитного усилителя воздействует напряжение, получаемого от выпрямителя, включенного на выходе преобразователя. В такой схеме получается лучшая стабильность выходного выпрямленного напряжения при колебаниях тока нагрузки.

Схемы стабилизаторов, в которых регулирующие транзисторы работают в импульсном (ключевом) режиме, обладают высоким к. п. д., так как потери на регулирующих транзисторах в таком режи-

ме невелики; это позволяет применять подобные схемы для преобразователей средней мощности. Недостаток таких и аналогичных схем заключается в сравнительной сложности их изготовления и настройки.

На рис. 36 приведена компенсационная схема стабилизации выходного выпрямленного напряжения преобразователя. В качестве регулирующих элементов в ней применены два дросселя насыщения ($ДН_1$ и $ДН_2$), каждый из которых имеет четыре обмотки. Основные обмотки *1* дросселей включены последовательно в коллекторные

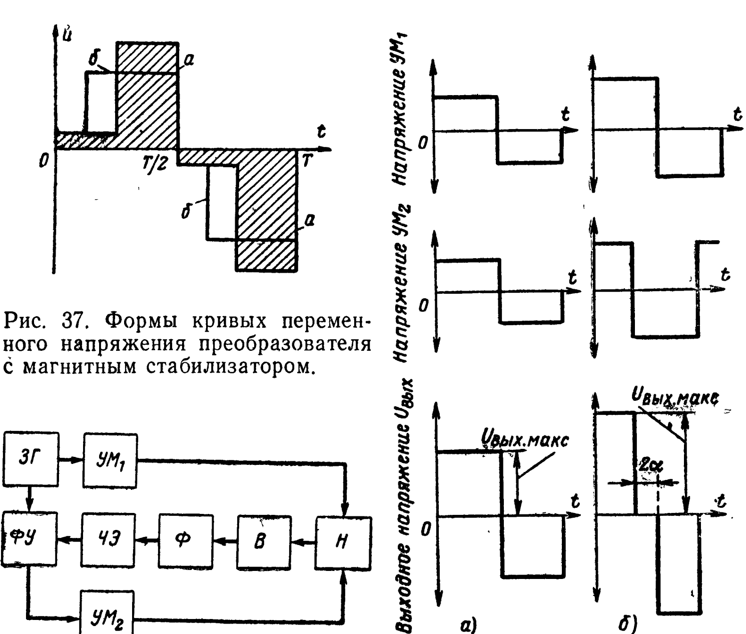



Рис. 37. Формы кривых переменного напряжения преобразователя с магнитным стабилизатором.

Рис. 38. Блок-схема преобразователя со стабилизацией выходного переменного напряжения.

Рис. 39. Формы кривых выходного напряжения преобразователя со стабилизацией переменного напряжения по схеме на рис. 38.

цепи обычного двухтактного преобразователя. Остальные три обмотки каждого дросселя — управляющие и служат для управления индуктивностью основной обмотки в зависимости от выходного выпрямленного напряжения (обмотка *2*), тока нагрузки (обмотка *3*) и напряжения питания преобразователя (обмотка *4*). Это позволяет поддерживать среднее значение выходного выпрямленного напряжения стабильным при изменениях тока нагрузки и напряжения питания.

Направление токов и число витков управляющих обмоток выбраны с таким расчетом, чтобы при увеличении выпрямленного напря-

жения, уменьшении тока нагрузки и увеличении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя увеличивалась. При этом часть входного (питающего) напряжения будет падать на основной обмотке дросселя и к коллекторной (первичной) обмотке трансформатора будет приложено пониженное напряжение. В результате напряжение выходной (вторичной) обмотки трансформатора уменьшится, а выпрямленное напряжение понизится почти до первоначальной величины.

При уменьшении выпрямленного напряжения, увеличении тока нагрузки и уменьшении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя уменьшится, напряжение на обмотках трансформатора увеличится, а выпрямленное напряжение повысится почти до первоначальной величины.

Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения с помощью дросселей насыщения, включенных в коллекторную цепь преобразователя, вызывает искажение формы кривой переменного напряжения. На рис. 37 показаны формы кривых напряжения на вторичной (выходной) обмотке трансформатора преобразователя при повышенном (*а*) и пониженном (*б*) напряжениях питающей сети. Как видно из рисунка, площади кривых в обоих случаях остаются одинаковыми, следовательно, средние значения выпрямленного напряжения также будут равны между собой. Такое же изменение формы кривой переменного напряжения будет соответственно при уменьшении (*а*) и увеличении (*б*) тока нагрузки. Частота преобразователя в схеме на рис. 36 остается почти неизменной при колебаниях входного напряжения и тока нагрузки.

Недостатками схемы на рис. 36 являются трудности расчета и изготовления многообмоточного дросселя насыщения, сложность настройки схемы и искажение формы кривой переменного напряжения, затрудняющее фильтрацию выпрямленного напряжения. Схема может быть использована для стабилизации напряжения преобразователей небольшой мощности.

Параметры схемы на рис. 36 следующие. Напряжение питания 20 *в* ±10%. Частота преобразователя 1 500 *гц*. Выходное выпрямленное напряжение 150 *в*. Ток нагрузки 50 *ма* ±40%. Нестабильность выходного напряжения при этих условиях составляет 1%; к. п. д. стабилизатора при максимальном токе нагрузки 75—80%.

Сглаживающий фильтр состоит из конденсатора $C_1 = 15\,000$ *пф*, дросселя $Др_1$ индуктивностью 0,25 *гн* и конденсатора $C_2$ емкостью 1,5 *мкф*.

В цепь управляющих обмоток, следящих за изменениями выходного напряжения, включен дроссель $Др_2$, уменьшающий переменную составляющую тока в этой цепи.

Опорное напряжение создается стабилитроном $Д_1$, входящим в плечо нелинейного моста.

Для увеличения изменений тока в управляющих обмотках, следящих за изменениями напряжения питания, в цепь этих обмоток включен стабилитрон $Д_2$.

На рис. 38 приведена блок-схема преобразователя с компенсационным стабилизатором переменного напряжения, предложенная В. С. Моиным и Л. Н. Седовым *. В данной схеме выходное переменное напряжение стабилизируется по среднему (выпрямленному)

* А. с. № 140883 (СССР). Кл. $21d^2$, $12_{0,4}$; МПК H02m. Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1961, № 17.

значению. Поэтому если на выход преобразователя включить выпрямители без сглаживающего фильтра или с фильтром, начинающимся с дросселя, то выпрямленные напряжения также будут стабильными. У выпрямителей, работающих на фильтр, начинающийся с емкости, выпрямленное напряжение стабильным не будет.

Принципиально возможно построить аналогичную схему, в которой выходное переменное напряжение будет стабилизировано по действующему значению.

В схеме имеются два одинаковых усилителя мощности $УМ_1$ и $УМ_2$, работающие от одного общего задающего генератора *ЗГ*. Усилитель $УМ_1$ присоединен к генератору *ЗГ* непосредственно, а усилитель $УМ_2$ — через фазосдвигающее устройство *ФУ*. Выходные напряжения усилителей мощности суммируются на общем сопротивлении нагрузки *Н*. Параллельно нагрузке включен выпрямитель *В* с фильтром *Ф*, питающий чувствительный элемент *ЧЭ*, который управляет фазосдвигающим устройством *ФУ*.

При увеличении напряжения питания $U_c$ или при уменьшении тока нагрузки напряжения на выходе усилителей $УМ_1$ и $УМ_2$ увеличатся по амплитуде, но окажутся сдвинутыми по фазе, как это показано на рис. 39. Сдвиг фаз автоматически устанавливается таким, чтобы среднее (выпрямленное) значение выходного напряжения не изменилось. Из рис. 39 видно, что при сдвиге фаз выходное напряжение имеет прямоугольную форму с интервалом $2\alpha$ между импульсами. Очевидно, что чем больше будет амплитуда выходного напряжения $U_{вых.макс}$, тем больше должен быть интервал между импульсами $2\alpha$.

Среднее и действующее значения напряжения прямоугольной формы с меняющейся длительностью импульса определяются из следующих выражений:

$$U_{вых.ср} = U_{вых.макс} \frac{90^\circ - \alpha^\circ}{90^\circ};$$

$$U_{вых} = U_{вых.макс} \sqrt{\frac{90^\circ - \alpha^\circ}{90^\circ}}.$$

Очевидно, что при отсутствии сдвига фаз ($\alpha=0$), что соответствует минимальному напряжению питания и максимальному току нагрузки, $U_{вых.ср}=U_{вых}=U_{вых.макс}$.

Принципиальная схема такого преобразователя со стабилизацией переменного напряжения по среднему значению показана на рис. 40. В качестве задающего генератора *ЗГ* применен двухтактный преобразователь на транзисторах $T_1$ и $T_2$ с трансформатором $Тр_1$. Фазосдвигающее устройство *ФУ* содержит двухтактный преобразователь с внешним запуском на транзисторах $T_3$ и $T_4$, трансформатор $Тр_2$ и магнитный усилитель *МУ* с внутренней положительной обратной связью. В качестве чувствительного элемента *ЧЭ* служит нелинейный мост со стабилитроном $Д_2$. Одна диагональ моста питается от выходного напряжения через выпрмитель *В* с фильтром *Ф*, начинающимся с индуктивности. В другую диагональ моста включены управляющие обмотки $w_{у1}$ и $w_{у2}$ магнитного усилителя *МУ*. Обмотки смещения $w_{см1}$ и $w_{см2}$ служат для установки рабочей точки магнитного усилителя. Для упрощения чертежа обмотки $w_3$ и $w_5$, расположенные на трансформаторе $Тр_1$, изображены на схеме отдельно. Усилитель мощности $УМ_1$ на транзисторах $T_5$ и $T_6$ с выходным транс-

форматором $Тр_3$ работает непосредственно от задающего генератора. Второй усилитель мощности $УМ_2$ на транзисторах $Т_7$ и $Т_8$ получает возбуждение от фазосдвигающего устройства и работает на выходной трансформатор $Тр_4$. Вторичные обмотки выходных трансформаторов соединены последовательно.

Принцип действия схемы может быть кратко описан так. При отсутствии напряжения на выходе чувствительного элемента ЧЭ сер-

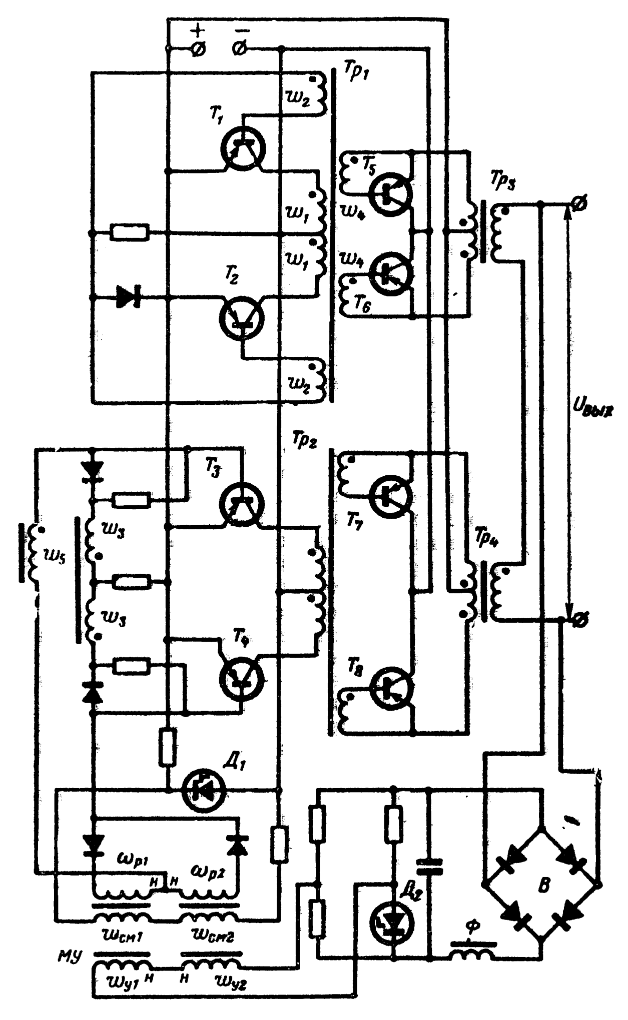


Рис. 40. Схема преобразователя со стабилизацией выходного переменного напряжения с магнитным усилителем.

дечник магнитного усилителя *МУ* не насыщается и индуктивное сопротивление его рабочих обмоток $w_{p1}$ и $w_{p2}$ велико. Поэтому между базами транзисторов $T_3$ и $T_4$ действует напряжение обмотки $w_3$ задающего генератора. При этом напряжения усилителей мощности находятся в фазе. При увеличении выходного напряжения чувствительный элемент вырабатывает сигнал, под действием которого сердечник магнитного усилителя, начиная с определенного момента данного полупериода, насыщается. Индуктивное сопротивление обмоток $w_{p1}$ и $w_{p2}$ резко падает, и между базами транзисторов $T_3$ и $T_4$ будет действовать напряжение обмотки $w_5$, превышающее напряжение обмотки $w_3$ и сдвинутое относительно него по фазе на 180°. Это приведет к тому, что момент переключения транзисторов $T_3$ и $T_4$ сдвинется по фазе относительно момента переключения транзисторов $T_1$ и $T_2$. Фаза сдвинется на такую величину, которая обеспечит постоянство среднего значения выходного напряжения.

Так как все транзисторы работают в ключевом режиме, то к. п. д. такого преобразователя достигает 80—85%. Преобразователь со стабилизацией переменного напряжения может быть использован при сравнительно больших мощностях (1—2 *квт*).

На рис. 41 показана схема преобразователя, в которой выходное переменное напряжение стабилизируется без применения магнитных усилителей. Для стабилизации выходного напряжения по среднему (выпрямленному) значению используется тот же принцип сложения двух напряжений прямоугольной формы, сдвигаемых по фазе (рис. 39), что и в схеме на рис. 40.

В верхней части схемы показан двухтактный преобразователь с самовозбуждением на транзисторах $T_1$ и $T_2$ с цепью запуска, состоящей из резистора $R_п$ и диода $Д_п$. Трансформатор этого преобразователя $Tp_1$ имеет дополнительную обмотку $w_{доп}$. Управляемый по фазе преобразователь выполнен на транзисторах $T_3$ и $T_4$. Связь между преобразователями осуществляется с помощью дополнительной обмотки $w_{доп}$, которая включена в цепь, состоящую из диода $Д_1$, транзистора $T_5$ с шунтирующим резистором $R_ш$, диода $Д_2$, базовой обмотки $w_{б3}$, конденсатора $C$ и базовой обмотки $w_{б4}$; в следующий полупериод ток в этой цепи проходит через диоды $Д_3$ и $Д_4$.

Угол сдвига фаз между выходными напряжениями преобразователей ($2\alpha$) пропорционален произведению $RCU_c$, где $R$ представляет собой сопротивление параллельной цепи, состоящей из резистора $R_ш$ и сопротивления перехода коллектор — эмиттер транзистора $T_5$. Так как величиной $R$ можно управлять, воздействуя на транзистор $T_5$, то и угол сдвига можно регулировать, чтобы компенсировать изменения выходного напряжения и, таким образом, поддерживать его постоянным.

Управлять сопротивлением перехода коллектор — эмиттер транзистора $T_5$ (а следовательно, величиной $R$) можно различными способами. Один из них показан на рис. 41. На общий выход преобразователя включен выпрямитель *В* с фильтром, начинающимся с индуктивности, который обеспечивает пропорциональность между выпрямленным напряжением и средним значением общего выходного напряжения преобразователя. Часть выпрямленного напряжения с делителя $R_1$, $R_2$, $R_3$ подается на схему транзисторного усилителя ($T_6$, $T_7$), управляющую базовым током регулирующего транзистора $T_5$. При повышении общего выходного напряжения преобразователя базовый ток транзистора $T_5$ уменьшается, сопротивление перехода коллектор — эмиттер возрастает и угол сдвига фаз между выходны-

ми напряжениями преобразователей ($2\alpha$) увеличивается. В результате среднее (выпрямленное) напряжение на общем выходе преобразователя останется почти без изменений. Переменный резистор $R_3$ служит для установки общего выходного напряжения.

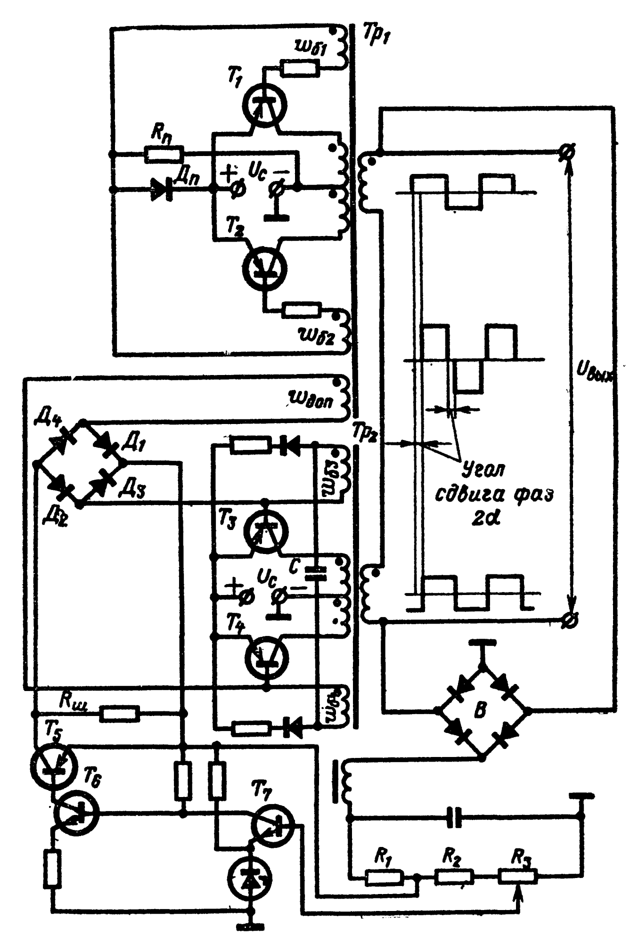



Рис. 41. Схема преобразователя со стабилизацией выходного переменного напряжения с фазосдвигающей цепочкой $RC$.

Собственная частота управляемого преобразователя зависит от постоянной времени $RC$ (см. стр. 67). Так как собственная частота управляющего преобразователя выбирается значительно ниже частоты преобразователя с самовозбуждением, то, следовательно, уп-

равляемый преобразователь имеет более длительный собственный период и его частота может быть синхронизирована более высокой частотой преобразователя с самовозбуждением. Таким образом, оба преобразователя будут работать на одной частоте, вырабатываемой преобразователем с самовозбуждением.

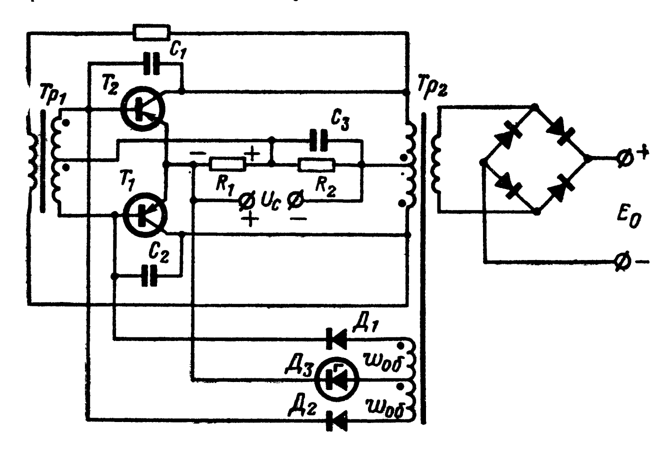



Рис. 42. Схема преобразователя с внутренней линейной стабилизацией.

Схема на рис. 41 обеспечивает высокий к. п. д. преобразования, так как использует ключевой режим работы транзисторов; ее главным преимуществом является отсутствие магнитных усилителей.

В. А. Осипенко и Н. К. Ганскау * предложили оригинальную схему преобразователя (рис. 42), в которой транзисторы выполняют одновременно две функции — преобразование постоянного напряжения в переменное и непрерывное регулирование выходного напряжения.

Преобразователь напряжения представляет собой обычную двухтактную двухтрансформаторную схему с дополнительной обмоткой обратной связи ($w_{об}$), расположенной на выходном трансформаторе $Tp_2$. Напряжение обмотки $w_{об}$ выпрямляется диодами $Д_1$ и $Д_2$; в цепь выпрямленного тока включен стабилитрон $Д_3$. По резистору $R_1$ пускового делителя кроме тока базовых обмоток, расположенных на коммутирующем трансформаторе $Tp_1$, проходит в том же направлении выпрямленный ток обмотки обратной связи $w_{об}$. При возрастании питающего напряжения $U_c$ переменное напряжение на обмотке обратной связи также стремится возрасти. При этом возрастает выпрямленное напряжение на резисторе $R_1$, что приводит к уменьшению базовых токов транзисторов $T_1$ и $T_2$; в результате падение напряжения на них возрастает, а напряжение на обмотках трансформатора $Tp_2$ соответственно уменьшается почти до первоначальной величины.

---

* А. с. № 242983 (СССР). Кл. 21 а[4], 35/14; МПК Н02m. Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 16.

Таким образом, в данной схеме транзисторы работают уже не в режиме насыщения, а в линейном режиме и мощность, рассеиваемая на транзисторах будет больше, чем в обычных схемах преобразователей. Поэтому схему на рис. 42 целесообразно применять при сравнительно небольших выходных мощностях преобразователей (до 50 *вт*).

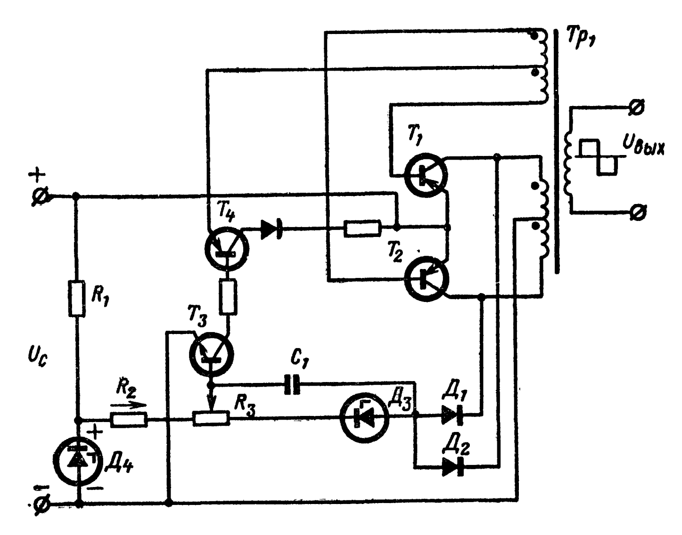



Рис. 43. Схема преобразователя с внутренней линейной стабилизацией с дополнительными транзисторами.

Стабилитрон $Д_3$ должен быть рассчитан на пропускание тока, определяемого из выражения

$$I_{ст. макс} = \frac{0,35P_{вых}}{\beta_{мин}\,\eta U_c},$$

где $P_{вых}$ — выходная мощность; $\beta_{мин}$ — минимальный коэффициент усиления транзисторов; $\eta$ — к. п. д. преобразователя.

Емкости $C_1$, $C_2$ служат для улучшения формы кривой выходного напряжения; емкость $C_3$ повышает надежность запуска преобразователя.

На рис. 43 показана схема двухтактного стабилизированного преобразователя, подобная по принципу действия схеме на рис. 42. В этой схеме управление базовым током основных транзисторов $T_1$ и $T_2$ производится с помощью усилительного $T_3$ и регулирующего $T_4$ транзисторов. Напряжение коллекторной обмотки трансформатора $Tp_1$ выпрямляется двумя диодами $Д_1$, $Д_2$; выпрямленный ток протекает от средней точки коллекторной обмотки (+) через источник питания $U_c$, резисторы $R_1$, $R_2$, $R_3$ и стабилитрон $Д_3$. При увеличении питающего напряжения $U_c$ переменное напряжение на коллекторной обмотке стремится возрасти. При этом возрастает выпрямленный ток через резисторы $R_2$, $R_3$ и увеличивается падение напряжения на них,

которое сравнивается с опорным напряжением стабилитрона $Д_4$. Так как положительный потенциал базы усилительного транзистора $T_3$ при возрастании выпрямленного тока уменьшается, его коллекторный ток падает; это вызывает уменьшение коллекторного тока регулирующего транзистора $T_4$, т. е. базового тока основных транзисторов преобразователя $T_1$ и $T_2$. В результате возрастает падение напряжения на этих транзисторах и снижается напряжение на всех обмотках трансформатора почти до первоначальной величины.

Транзисторы $T_1$ и $T_2$ в данной схеме работают так же, как и в схеме на рис. 42, т. е в линейном режиме, в силу чего на них рассеивается повышенная мощность; к. п. д. такого преобразователя будет ниже, чем в схемах с транзисторами, работающими в режиме насыщения. Наибольший к. п. д. схемы будет при минимальном питающем напряжении, а наименьший — при максимальном.

Конденсатор $C_1$ служит для подавления самовозбуждения, которое может возникнуть в схеме. Схемы на рис. 42 и 43 иногда называют схемами с внутренней линейной стабилизацией.

## 16. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В ряде случаев преобразователи служат для преобразования постоянного напряжения в переменное прямоугольной формы без последующего выпрямления. При этом часто бывает необходимо, чтобы частота, вырабатываемая преобразователем (задающим генератором), поддерживалась неизменной.

Частота двухтактного и мостового преобразователя жестко связана с параметрами трансформатора задающего генератора выражением (4), из которого следует, что

$$f = \frac{(U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{к-э}})\,10^4}{4w_{\text{к}}\,BQ} \approx \frac{U_{\text{с}}\cdot 10^4}{4w_{\text{к}}\,BQ}.$$

Так как величина $\Delta U_{\text{к-э}}$ обычно невелика, то можно с достаточной степенью точности считать, что частота преобразователя $f$ прямо пропорциональна напряжению источника питания $U_{\text{с}}$ при неизменных значениях остальных величин, входящих в формулу. По сравнению с напряжением $U_{\text{с}}$ другие изменяющиеся факторы (параметры транзисторов, окружающая температура и т. п.) влияют на частоту преобразователя незначительно.

Напомним, что индукция $B$ для данного трансформатора двухтактного или мостового преобразователя с самовозбуждением представляет собой постоянную величину, зависящую от свойств магнитного материала.

Для поддержания стабильности частоты двухтактного преобразователя при колебаниях напряжения источника питания $U_{\text{с}}$, колебаниях температуры и т. п. можно использовать схему, показанную на рис. 44. Эта схема позволяет синхронизировать частоту преобразователя $f$ с частотой внешнего источника $f_{\text{вн}}$, стабильность которой поддерживается в требуемых пределах. При этом преобразователь, вырабатывающий без синхронизации частоту $f$, будет вынужден работать с «навязанной» ему частотой $f_{\text{вн}}$. Устойчивая синхронизация наблюдается в том случае, когда частота внешнего источника $f_{\text{вн}}$ не менее чем на 5—10% превышает собственную частоту преобразова-

теля $f$. Синхронизация возможна и в тех случаях, когда частота внешнего источника в 2—3 раза выше собственной частоты преобразователя.

Как видно из схемы на рис. 44, в цепь базовых обмоток основного трансформатора последовательно включены обмотки синхронизирующего трансформатора, каждая из которых имеет напряжение около 1 *в*. Синхронизирующий трансформатор питается от внешнего источника переменного напряжения прямоугольной формы требуемой частоты. Возможна также синхронизация от источника напряжения синусоидальной формы.

Если при максимальном напряжении питающей сети выполняется условие $f \leqslant (0{,}9 \div 0{,}95) f_{вн}$, то частота преобразователя будет поддерживаться неизменной при снижении питающего напряжения на 20—30% от максимального. Дальнейшее снижение напряжения может привести к заметному искажению прямоугольной формы выходного напряжения. Искажение формы напряжения может возникнуть также и в том случае, если частота внешнего источника будет значительно выше собственной частоты преобразователя (в 5—10 раз).

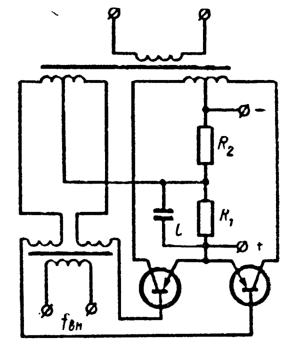


Рис. 44. Простейшая схема стабилизации частоты преобразователя.

В подобных схемах преобразователей со стабилизацией частоты величина индукции трансформатора $B$ не остается постоянной, а изменяется пропорционально питающему напряжению $U_{с}$; это следует из выражения (4), если принять, что $f = \text{const}$.

Мощность синхронизирующего трансформатора определяется напряжением и током его вторичных обмоток В схеме на рис. 44, например, ток вторичных обмоток равен базовому току транзисторов преобразователя.

Для стабилизации частоты преобразсвателя можно применить импульсную схему синхронизации, показанную на рис. 45. Схема состоит из двухтактного преобразователя на транзисторах $T_1$, $T_2$ с базовыми резисторами $R_1$, $R_2$; синхронизирующих транзисторов $T_3$, $T_4$ с шунтирующими резисторами $R_3$, $R_4$ и разделительными конденсаторами $C_1$, $C_2$; переходного транзистора $T_5$ с резисторами $R_5$, $R_6$. На транзистор $T_5$ подается небольшое запирающее напряжение смещения $U_{см}$. Резисторы $R_1$ и $R_2$ одновременно служат сопротивлениями нагрузки транзисторов $T_3$ и $T_4$ соответственно; источником питания этих транзисторов служит полное напряжение базовой обмотки преобразователя. Генератор синхроимпульсов вырабатывает импульсы отрицательной полярности, отпирающие переходный транзистор $T_5$.

Предположим, что в данный момент нижний вывод базовой обмотки отрицателен по отношению к верхнему выводу. Очевидно, что при этом будет открыт транзистор $T_1$. Тогда отрицательный импульс, поступивший на синхронизирующие транзисторы $T_3$, $T_4$, откроет транзистор $T_3$, так как его база и коллектор будут иметь отрицательные потенциалы по отношению к эмиттеру. При этом положительный потенциал верхнего вывода базовой обмотки окажется

приложенным (через $T_3$) к базе транзистора $T_1$, а отрицательный потенциал (от среднего вывода) — к его эмиттеру. Это вызовет запирание транзистора $T_1$ и переключение преобразователя, в результате чего откроется транзистор $T_2$. Следующий отрицательный импульс генератора откроет транзистор $T_4$, так как его база и коллектор будут к этому моменту отрицательны. В результате закроется транзистор $T_2$, снова откроется транзистор $T_1$ и весь цикл повторится. Выходное напряжение будет иметь обычную прямоугольную форму, хотя синхроимпульсы, поступающие от генератора, могут иметь длительность, значительно меньшую, чем половина периода выходного напряжения.

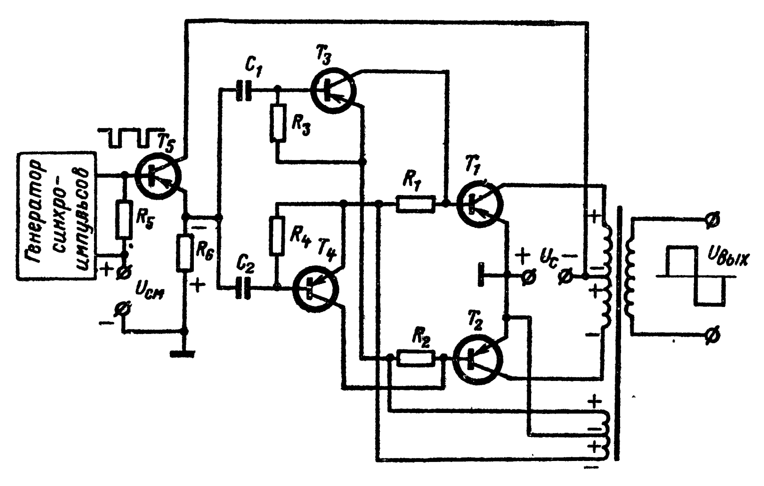



Рис. 45. Схема импульсной синхронизации частоты преобразователя.

Так как для одного цикла работы преобразователя требуется два отрицательных импульса, то частота генератора должна быть в 2 раза больше требуемой частоты преобразователя. В свою очередь собственная частота преобразователя (без синхронизации) должна быть ниже требуемой частоты.

Если в составе одного устройства работают несколько самостоятельных преобразователей на близких или разнесенных друг от друга частотах, то в результате биений этих частот и их гармоник обычно возникают помехи, нарушающие работу радиоэлектронной аппаратуры. Поэтому преобразователи, работающие в составе одного устройства, должны обязательно работать на одной частоте. Для этого все они должны быть синхронизированы по частоте от одного источника, которым может быть один из преобразователей данного устройства. В этом случае главная цель состоит не в достижении стабильности частоты, а в обеспечении работы всех преобразователей точно на одной и той же частоте, что устраняет помехи, мешающие работе аппаратуры.

Регулирование частоты преобразователя можно легко осуществить в двухтрансформаторных схемах, в которых первичная обмотка переключающего трансформатора соединяется с первичной (кол-

лекторной) обмоткой выходного трансформатора через резистор (например, $R_3$ на рис. 18). Так как переключающий трансформатор работает в режиме насыщения, то частота преобразователя будет пропорциональна напряжению на первичной обмотке этого трансформатора. Часть напряжения, питающего первичную обмотку, падает на последовательно включенном резисторе. Поэтому при увеличении сопротивления этого резистора частота преобразователя будет уменьшаться, а при уменьшении — увеличиваться. Однако таким способом

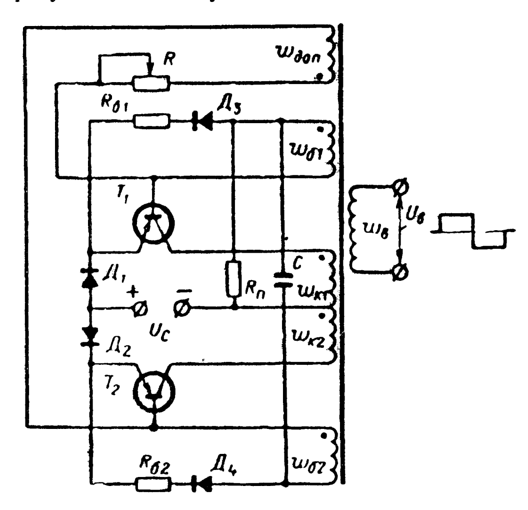



Рис. 46. Схема преобразователя с широким диапазоном регулирования частоты.

можно менять частоту преобразователя только в узких пределах (±10—15%), так как при больших изменениях напряжения на первичной обмотке переключающего трансформатора меняется режим базовых цепей транзисторов, что нарушает нормальную работу преобразователя.

Изменение частоты преобразователя в широких пределах возможно с помощью схемы, показанной на рис. 46. В этой схеме частота преобразователя определяется цепочкой $RC$ и не зависит от величины питающего напряжения. Цепь заряда — разряда состоит из дополнительной обмотки с числом витков $w_{доп}$, переменного резистора $R$, первой базовой обмотки с числом витков $w_{б1}$, конденсатора $C$ и второй базовой обмотки с числом витков $w_{б2}$. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ устраняют шунтирование конденсатора $C$ базовыми резисторами и переходами эмиттер — база транзисторов; диоды $Д_3$ и $Д_4$ ограничивают обратные токи в базовых цепях. Резистор $R_п$ служит для запуска схемы

Частота преобразователя определяется по формуле

$$f = \frac{1}{2RC \ln \frac{w_{доп} + 4w_б}{w_{доп}}}.$$

Если принять $w_{доп} \approx 2{,}33 w_б$, то

$$f = \frac{1}{2RC}.$$

Для того чтобы насыщение сердечника трансформатора не вызывало переключения транзисторов, необходимо, чтобы трансформатор работал в линейном режиме, т. е. при $B < B_s$; это будет выполняться при условии, когда

$$U_{с.макс} - (\Delta U_{к\text{-}э} + 1) < 4 f_{мин} B_s w_к Q \cdot 10^{-4},$$

где $U_{с.макс}$ — максимальное напряжение питающей сети; $f_{мин}$ — заданная минимальная частота преобразователя; $w_к$ — число витков половины коллекторной обмотки.

Схема на рис. 46 позволяет при помощи переменного резистора $R$ изменять частоту преобразователя в 10—20 раз; при этом частота практически не зависит от величины питающего напряжения, изменяющегося в пределах ±20%.

## 17. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В КАЧЕСТВЕ МНОГОФАЗНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

С помощью преобразователей можно получать переменные напряжения прямоугольной формы, сдвинутые друг относительно друга на любой угол.

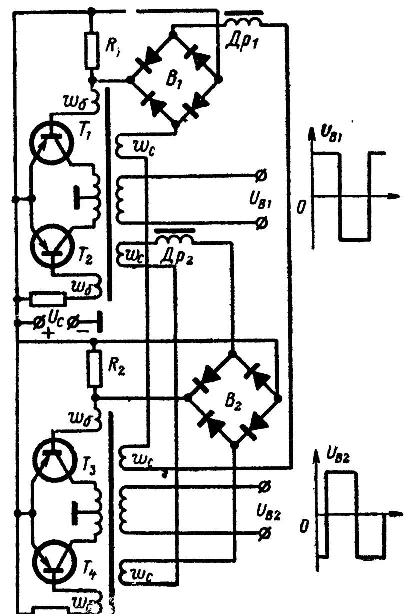



Рис. 47. Схема преобразователя для получения двухфазного напряжения.

В частности, имеются схемы преобразователей, дающие возможность получать два напряжения прямоугольной формы, сдвинутые на 90° (двухфазное напряжение). Такое напряжение находит применение для питания магнитных усилителей, серводвигателей переменного тока и других систем регулирования.

На рис. 47 приведена схема для получения двухфазного напряжения прямоугольной формы. Она состоит из двух одинаковых преобразователей и двух одинаковых вспомогательных схем, на одну из которых подается напряжение синхронизации, пропорциональное сумме, а на другую — пропорциональное разности выходных напряжений преобразователей. Каждая вспомогательная схема состоит из насыщенного дросселя ($Др_1$, $Др_2$) и

выпрямителя, собранного по мостовой схеме ($B_1$, $B_2$). Выпрямленное напряжение выделяется на резисторах нагрузки $R_1$, $R_2$, включенных в цепи баз транзисторов $T_1$ и $T_3$.

Если сдвиг фаз выходных напряжений будет отличаться от 90°, то в цепи той или другой вспомогательной схемы возникает коррек-

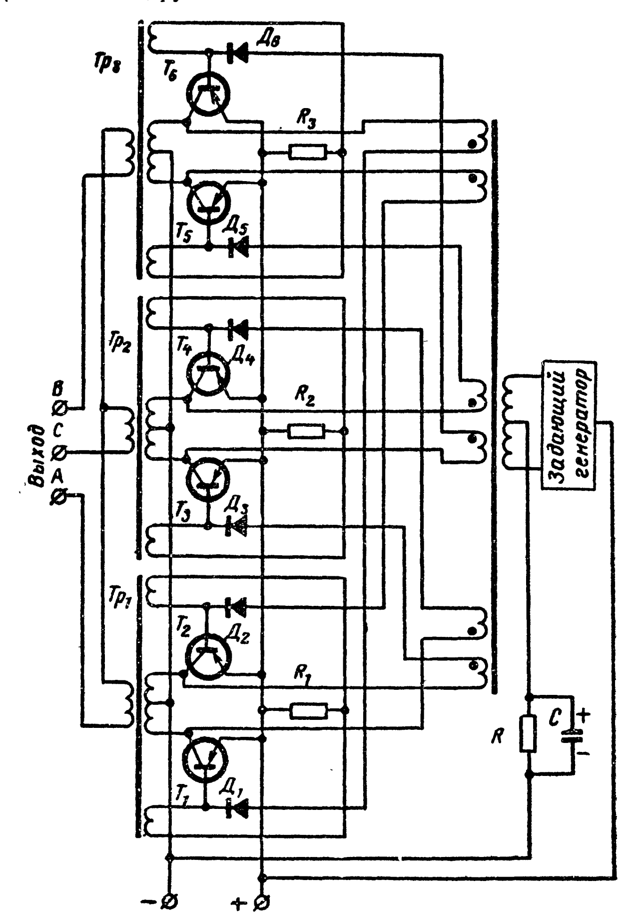



Рис. 48. Схема преобразователя для получения трехфазного напряжения.

тирующее напряжение, управляющее моментом переключения транзисторов $T_1$ и $T_3$ и сдвигающее фазу напряжения одного из преобразователей на нужную величину.

Индуктивное сопротивление дросселя $Др_1$ (или $Др_2$), когда он не насыщен, должно быть велико по сравнению с сопротивлением ре-

зистора $R_1$ (или $R_2$) и очень мало, когда он насыщен. Кроме того, индуктивность ненасыщенного дросселя должна быть достаточно велика, чтобы не создавать большой нагрузки на преобразователь. Обмотки напряжения синхронизации $w_с$ имеют в 2 раза больше витков, чем базовые обмотки $w_б$. Сопротивление резистора $R_1$ (или $R_2$) примерно равно сопротивлению участка эмиттер—база применяемых транзисторов.

Сдвиг фаз выходных напряжений (90°) в схеме на рис. 47 поддерживается с точностью около $\pm 5°$ при обычных изменениях напряжения питания преобразователей и токов нагрузок.

Схема трехфазного преобразователя, предложенная В. Г. Константиновым и Л. М. Лукьяновым *, показана на рис. 48. Преобразователь состоит из трех двухтактных преобразователей с самовозбуждением, которые синхронизируются от общего двухтактного задающего генератора имеющего шесть вторичных обмоток. Связь между тремя преобразователями осуществляется путем соединения базы каждого транзистора через диод и одну из вторичных обмоток трансформатора задающего генератора с коллектором соответствующего транзистора другого каскада.

Переключение транзистора происходит в том преобразователе, в котором на базу открытого транзистора подается запирающее напряжение, что бывает при одновременном выполнении двух условий:

а) положительное напряжение со вторичной обмотки трансформатора задающего генератора должно быть подано на базу данного открытого транзистора;

б) транзистор предыдущего каскада, с коллектором которого связана база данного транзистора, должен находиться в открытом состоянии.

Транзисторы в данной схеме переключаются в следующей последовательности: $T_1$—$T_3$—$T_5$—$T_2$—$T_4$—$T_6$—$T_1$; при этом напряжения выходных обмоток будут сдвинуты по фазе друг относительно друга на 120°.

Резистор $R$ ограничивает ток в первичной обмотке трансформатора задающего генератора, а следовательно, и в цепях синхронизации. Ограничение тока в этих цепях препятствует одновременному переключению транзисторов во всех трех преобразователях.

Достоинство данной схемы заключается в отсутствии специальных дросселей насыщения и выпрямителей, необходимых в подобных трехфазных преобразователях.

**Глава пятая**

# ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

## 18. ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Выбрать схему и рассчитать преобразователь, имеющий следующие данные: напряжение питающей сети $U_с = 14$ *в*; выходное выпрямленное напряжение $U_0 = 100$ *в*; ток нагрузки выпрямителя $I_0 =$

* А. с. № 142356 (СССР). Кл. 21d², $12_{03}$; МПК H02m Опубл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1961, № 21.

$=0,3$ *а*; пульсация выпрямленного напряжения (амплитуда) не более 5% от $U_0$; частота преобразования $f=10$ *кгц*; температура окружающей среды — 20÷+60 °С.

При заданных выпрямленной мощности ($P_0=U_0I_0=100\cdot 0,3=30$ *вт*) и питающем напряжении ($U_c=14$ *в*) целесообразно выбрать двухтактную двухтрансформаторную схему с разделенными базовыми обмотками, показанную на рис. 49.

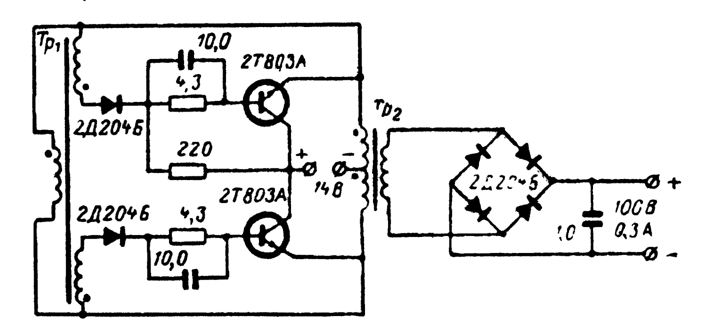



Рис. 49. Схема двухтрансформаторного преобразователя (к примеру расчета 1).

**Выпрямитель**

1. В качестве диодов для мостовой схемы выпрямителя выбираем кремниевые высокочастотные диоды типа 2Д204Б, имеющие

$$U_{обр.доп}=200\,в,\quad I_{0д.доп}=0,6\ а\ и\ \Delta U_д=1\ в.$$

2. Напряжение вторичной обмотки выходного трансформатора $Тр_2$, необходимое для получения заданного выпрямленного напряжения в мостовой схеме выпрямителя [формула (28)]:

$$U_2\approx U_0+2\Delta U_д=100+2\cdot 1=102\ в.$$

3. Действующее значение тока вторичной обмотки $Тр_2$ [формула (29)]

$$I_2=I_0=0,3\ а.$$

4. Обратное напряжение на диоде [формула (30)]

$$U_{обр}=U_{2макс}=102\ в<U_{обр.доп}=200\ в.$$

5. Средний выпрямленный ток через диод [формула (31)]

$$I_{0д}=I_0/2=0,3/2=0,15\ а<I_{0д.доп}=0,6\ а.$$

6. Ориентировочное значение емкости фильтра [формула (33)]

$$C_0\approx 2\cdot 10^6\frac{I_0}{fU_0}=2\cdot 10^6\frac{0,3}{10^4\cdot 100}=0,6\approx 1\ мкф.$$

**Преобразователь**

7. Мощность преобразователя, работающего на мостовую схему выпрямителя [формула (7)]:

$$P_{\text{вых}} \approx U_2 I_2 \cdot 1{,}08 = 102 \cdot 0{,}3 \cdot 1{,}08 \approx 34 \text{ \textit{вт}},$$

где коэффициент 1,08 учитывает мощность, потребляемую переключающим трансформатором $Tp_1$. При заданном диапазоне температур преобразователь будем выполнять на кремниевых транзисторах, имеющих $\Delta U_{\text{к-э}} = 2{,}5$ *в*.

8. Амплитудное значение тока коллектора [формула (6)]

$$I_{\text{к.макс}} = \frac{P_{\text{вых}}}{0{,}9(U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{к-э}})} = \frac{34}{0{,}9(14 - 2{,}5)} \approx 3{,}2 a.$$

9. Для выбора типа транзистора находим [формулы (8) и (10)]:

$$I_{\text{к.доп}} \geqslant 1{,}5 I_{\text{к.макс}} = 1{,}5 \cdot 3{,}2 = 4{,}8 a;$$

$$U_{\text{к-э.доп}} \geqslant 2{,}4 U_{\text{с}} = 2{,}4 \cdot 14 = 34 \text{ \textit{в}}.$$

Исходя из этих данных, выбираем кремниевый высокочастотный *n-p-n*-транзистор 2Т803А, имеющий следующие параметры:

$$I_{\text{к.доп}} = 10 \ a; \quad U_{\text{к-э.доп}} = 60 \text{ \textit{в}}; \quad \beta_{\text{мин}} = 10 (\text{при } t = -20\,^{\circ}\text{C});$$

$$\Delta U_{\text{к-э}} \leqslant 2{,}5 \text{ \textit{в}}; \quad \Delta U_{\text{э-б}} \leqslant 3 \text{ \textit{в}}; \quad U_{\text{э-б.доп}} = 4 \text{ \textit{в}}.$$

10. Задаваясь падением напряжения на базовом резисторе $U_{R\text{б}} = 2$ *в*, находим напряжение базовой обмотки с учетом падения на защитном диоде [формула (36)]:

$$U_{\text{б}} = U_{R\text{б}} + \Delta U_{\text{э-б}} + \Delta U_{\text{д}} = 2 + 3 + 1 = 6 \text{ \textit{в}}.$$

(Защитный диод защищает переход эмиттер — база от обратного напряжения, так как $U_{\text{б}} > U_{\text{э-б.доп}}$).

11. Амплитудное и действующее значения тока базовой обмотки [формулы (11) и (21)]

$$I_{\text{б.макс}} \approx 1{,}5 I_{\text{к.макс}} / \beta_{\text{мин}} = 1{,}5 \cdot 3{,}2/10 = 0{,}48 a;$$

$$I_{\text{б}} = I_{\text{б.макс}} / \sqrt{2} = 0{,}48/\sqrt{2} = 0{,}34 a.$$

12. Сопротивление и мощность, выделяемая на базовом резисторе [формулы (35) и (37)]:

$$R_{\text{б}} = U_{R\text{б}} / I_{\text{б.макс}} = 2/0{,}48 \approx 4{,}3 \text{ \textit{ом}};$$

$$P_{R\text{б}} = U_{R\text{б}} I_{\text{б.макс}}/2 = 2 \cdot 0{,}48/2 \approx 0{,}5 \text{ \textit{вт}}.$$

13. Емкость, шунтирующая базовый резистор [формула (1)]:

$$C_{\text{б}} \leqslant \frac{10^6}{2fR_{\text{б}}} = \frac{10^6}{2 \cdot 10^4 \cdot 4{,}3} \approx 11 \text{ \textit{мкф}}$$

(выбираем $C_{\text{б}} = 10$ *мкф*).

14. Полагая, что ток $I_{\text{б.мин}} = 0{,}05$ *а* достаточен для запуска преобразователя, находим величину пускового резистора [формула (40)]:

$$R_{\text{п}} \approx (U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{э-б}}) / I_{\text{б.мин}} = (14 - 3)/0{,}05 = 220 \text{ \textit{ом}}.$$

15. Потери мощности в транзисторе в предположении, что отношение $t_1/T=0{,}03$ [формула (27)]:

$$P_т \approx \frac{1}{2}\,\Delta U_{к\text{-}э}\, I_{к.макс} + \frac{1}{3}\, U_c\, I_{к.макс}\, \frac{t_1}{T} + \frac{1}{2}\,\Delta U_{э\text{-}б}\, I_{б.макс} =$$

$$= \frac{1}{2}\cdot 2{,}5\cdot 3{,}2 + \frac{1}{3}\cdot 14\cdot 3{,}2\cdot 0{,}03 + \frac{1}{2}\cdot 3\cdot 0{,}48 = 5{,}2\ вт.$$

16. Учитывая падение напряжения на транзисторах в режиме насыщения, находим напряжение на половине коллекторной (первичной) обмотки выходного трансформатора $Тр_2$ [формула (16)]:

$$U_к = U_c - \Delta U_{к\text{-}э} = 14 - 2{,}5 = 11{,}5\ в.$$

### Переключающий трансформатор

17. Напряжение на первичной обмотке переключающего трансформатора $Тр_1$

$$U_{1п} = 2U_к = 2\cdot 11{,}5 = 23\ в.$$

18. Действующее значение тока первичной обмотки переключающего трансформатора без средней точки [формула (22а)]

$$I_{1п} = I_б \sqrt{2}\,\frac{U_б}{U_{1п}} = 0{,}34\sqrt{2}\,\frac{6}{23} \approx 0{,}13\ а.$$

19. Типовая мощность переключающего трансформатора без средней точки на первичной обмотке [формула (15а)]

$$P_{тип} \approx 1{,}8 U_б I_б = 1{,}8\cdot 6\cdot 0{,}34 = 3{,}7\ ва.$$

При такой малой мощности нельзя пользоваться формулой (12) для выбора сердечника трансформатора. Поэтому выбор сердечника будем вести по коэффициенту заполнения его окна медью ($k_м$). Выбираем сердечник типа ОЛ16/20-3 из материала 79НМ толщиной 0,05 *мм* ($D=20$ *мм*, $d=16$ *мм*, $c=3$ *мм*), у которого $Q_{ст}=0{,}06$ *см*$^2$, $Q_o=2$ *см*$^2$.

20. Учитывая, что материал 79НМ имеет $B_s=0{,}75$ *тл*, находим число витков первичной обмотки переключающего трансформатора $Тр_1$ [формула (4)]:

$$w_{1п} = \frac{U_{1п}\cdot 10^4}{4fBQ_{ст}k_c} = \frac{23\cdot 10^4}{4\cdot 10^4\cdot 0{,}75\cdot 0{,}06\cdot 0{,}7} = 183\ витка.$$

Число витков базовых обмоток [формула (17)]

$$w_б = w_{1п} U_б/U_{1п} = 183\cdot 6/23 = 48\ витков\ (\times 2).$$

21. Принимая плотность тока в обмотках $\delta=6$ *а/мм*$^2$, находим диаметр проводов без изоляции [формула (23)]:

$$d_{1п} = 1{,}13\sqrt{\frac{I_{1п}}{\delta}} = 1{,}13\sqrt{\frac{0{,}13}{6}} \approx 0{,}17\ мм;$$

$$d_б = 1{,}13\sqrt{\frac{I_б}{\delta}} = 1{,}13\sqrt{\frac{0{,}34}{6}} = 0{,}27\ мм.$$

22. Проверяем коэффициент заполнения окна сердечника переключающего трансформатора $Тр_1$

$$k_м = \frac{10^{-2}}{Q_о}\left[w_{1п}\frac{\pi d_{1п}^2}{4} + 2w_б\frac{\pi d_б^2}{4}\right] =$$

$$= \frac{10^{-2}}{2}\left[183\frac{\pi \cdot 0,17^2}{4} + 2 \cdot 48\frac{\pi \cdot 0,27^2}{4}\right] = 0,05.$$

При таком коэффициенте заполнения ($k_м < 0,2$) обмотки легко могут быть размещены в окне сердечника.

**Выходной трансформатор**

23. Действующее значение тока первичной (коллекторной) обмотки выходного трансформатора $Тр_2$ [формула (20)]

$$I_к = \frac{I_{к.макс}}{\sqrt{2}} = \frac{3,2}{\sqrt{2}} = 2,26\ а.$$

24. Типовая мощность выходного трансформатора $Тр_2$ [формула (13)]

$$P_{тип} = (P_к + P_2)/2 = (2 \cdot 11,5 \cdot 2,26 + 102 \cdot 0,3)/2 = 41\ ва.$$

25. Находим размеры сердечника выходного трансформатора $Тр_2$ для материала 79НМ толщиной 0,05 *мм* при индукции $B = 0,5$ *тл* [формула (12)]; плотность тока находим из графика на рис. 22; для отношения $f/P_{тип} = 10^4/41 \approx 250$ $\delta \approx 6\ а/мм^2$

$$Q_{ст} Q_о \geqslant \frac{P_{тип} \cdot 10^2}{2fB\delta\eta_{тр}\, s k_с\, k_м} = \frac{41 \cdot 10^2}{2 \cdot 10^4 \cdot 0,5 \cdot 6 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,7 \cdot 0,2} = 0,55\ см^4.$$

Выбираем сердечник ОЛ20/28-5 ($D = 28$ *мм*, $d = 20$ *мм*, $c = 5$ *мм*), у которого

$$Q_{ст} = 0,2\ см^2;\quad Q_о = 3,14\ см^2;\quad Q_{ст} Q_о = 0,2 \cdot 3,14 = 0,63\ см^4.$$

26. Число витков коллекторной обмотки $Тр_2$ [формула (4)]

$$w_к = \frac{U_к \cdot 10^4}{4fBQ_{ст}\, k_с} = \frac{11,5 \cdot 10^4}{4 \cdot 10^4 \cdot 0,5 \cdot 0,2 \cdot 0,7} = 41\ \text{виток}\ (\times 2);$$

число витков вторичной обмотки $Тр_2$ [формула (18)]

$$w_2 = w_к U_2/U_к = 41 \cdot 102/11,5 = 364\ \text{витка}.$$

27. Диаметры проводов обмоток без изоляции [формула (23)]

$$d_к = 1,13\sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{2,26}{6}} = 0,69\ мм;$$

$$d_2 = 1,13\sqrt{\frac{I_2}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{0,3}{6}} = 0,25\ мм.$$

В данном примере можно не рассчитывать охлаждающую поверхность трансформатора, так как потери в нем невелики.

## 19. ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С УСИЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ

Выбрать схему и рассчитать преобразователь со следующими данными: напряжение питающей сети $U_с = 27$ *в*; выходное переменное напряжение $U_2 = 127$ *в*; ток нагрузки $I_2 = 1{,}5$ *а*; частота преобразователя $f = 3\,000$ *гц*; температура окружающей среды — $10 \div +40\,°C$.

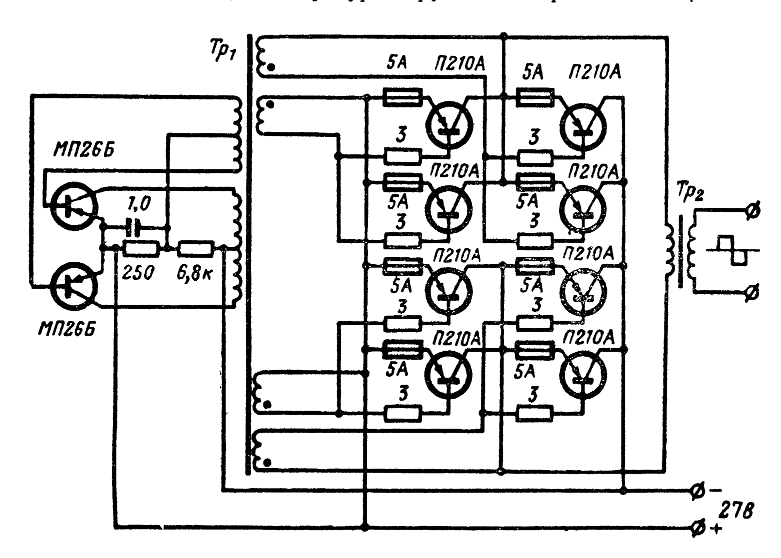



Рис. 50. Схема мостового усилителя мощности с задающим генератором (к примеру расчета 2).

Выбираем схему, состоящую из двухтактного задающего генератора и мостового усилителя мощности (рис. 50). Мостовая схема выбрана с целью уменьшить напряжение $U_{к\text{-}э}$ мощных транзисторов.

**Усилитель мощности**

1. Выходная мощность преобразователя [формула (7)]

$$P_{вых} = U_2 I_2 = 127 \cdot 1{,}5 = 190 \ вт.$$

При заданном диапазоне температур преобразователь будем выполнять на германиевых транзисторах, для которых $\Delta U_{к\text{-}э} = (0{,}3 \div 0{,}6)$ *в*.

2. Амплитудное значение тока коллектора усилителя мощности [формула (6а)]

$$I_{к.макс} = \frac{P_{вых}}{0{,}9\,(U_с - 2\Delta U_{к\text{-}э})} = \frac{190}{0{,}9 \cdot (27 - 2 \cdot 0{,}6)} = 8{,}2 \ а.$$

3. Для выбора типа транзистора находим [формулы (8) и (10а)]:

$$I_{к.доп} \geqslant 1,5 I_{к.макс} = 1,5 \cdot 8,2 = 12,3\ a;$$

$$U_{к\text{-}э.доп} \geqslant 1,2 U_с = 1,2 \cdot 27 \approx 33\ в.$$

Выбираем германиевый транзистор П210А, имеющий следующие параметры: $I_{к.доп} = 12\ a$; $U_{к\text{-}э.доп} = 65\ в$; $\beta_{мин} = 15$ (при $t = -10\ °C$); $\Delta U_{к\text{-}э}$ 0,6 $в$; $\Delta U_{э\text{-}б} \leqslant 0,9\ в$; $U_{э\text{-}б.доп} = 25\ в$.

4. Так как $I_{к.доп} < 1,5 I_{к.макс}$, то находим необходимое число параллельно включенных транзисторов в плече мостовой схемы [формула (9)]:

$$N = 2 I_{к.макс} / I_{к.доп} = 2 \cdot 8,2/12 = 1,4 \approx 2 \text{ транзистора}.$$

5. Задаваясь падением напряжения на базовом резисторе $U_{Rб} = 1,2\ в$, находим напряжение базовых обмоток усилителя мощности [формула (36)]:

$$U_б = U_{Rб} + \Delta U_{э\text{-}б} + U_{пр} = 1,2 + 0,9 + 0,2 = 2,3\ в,$$

где $U_{пр}$ — падение напряжения на защитных предохранителях в эмиттерных цепях

6. Амплитудное и действующее значения тока одной базовой обмотки [формулы (11) и (21)]

$$I_{б.макс} \approx 1,5 I_{к.макс} / \beta_{мин} = 1,5 \cdot 8,2/15 = 0,82\ a;$$

$$I_б = I_{б.макс} / \sqrt{2} = 0,82/\sqrt{2} = 0,58\ a.$$

7. Сопротивление и мощность, выделяемая на одном базовом резисторе [формулы (35) и (37)]

$$R_б = \frac{U_{Rб}}{0,5 I_{б.макс}} = \frac{1,2}{0,5 \cdot 0,82} \approx 3\ ом;$$

$$P_{Rб} = \frac{U_{Rб} \cdot 0,5 I_{б.макс}}{2} = \frac{1,2 \cdot 0,5 \cdot 0,82}{2} = 0,25\ вт.$$

8. Потери мощности в одном транзисторе [формула (27)]

$$P_т = \frac{1}{2} \Delta U_{к\text{-}э} I_{к.макс} + \frac{1}{3} U_с I_{к.макс} \frac{t_1}{T} + \frac{1}{2} \Delta U_{э\text{-}б} I_{б.макс} =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 0,6 \cdot \frac{8,2}{2} + \frac{1}{3} \cdot 27 \cdot \frac{8,2}{2} \cdot 0,05 + \frac{1}{2} \cdot 0,9 \cdot \frac{0,82}{2} = 3,27\ вт.$$

**Задающий генератор**

9. Мощность задающего генератора, работающего на мостовую схему преобразователя [формула (7а)]:

$$P_{вых} = U_2 I_2 \sqrt{2} = U_{б(ум)} \cdot 2 I_{б(ум)} \sqrt{2} = 2,3 \cdot 2 \cdot 0,58 \sqrt{2} = 3,8\ вт.$$

10. Амплитудное значение тока коллектора транзистора задающего генератора [формула (6)]

$$I_{к.макс} = \frac{P_{вых}}{0,9 (U_с - \Delta U_{к\text{-}э})} = \frac{3,8}{0,9 (27 - 0,4)} = 0,16\ a.$$

11. Для выбора типа транзистора находим [формулы (8) и (10)]:

$$I_{к.доп} \geqslant 1,5I_{к.макс} = 1,5 \cdot 0,16 = 0,24\ a;$$

$$U_{к\text{-}э.доп} \geqslant 2,4U_с = 2,4 \cdot 27 = 65\ в.$$

Выбираем германиевый транзистор МП26Б, имеющий следующие параметры: $I_{к.доп} = 0,4$ *а*; $U_{к\text{-}э.доп} = 70$ *в*; $\beta_{мин} = 30$ (при $t = -10$ °С); $\Delta U_{к\text{-}э} \leqslant 0,4$ *в*; $\Delta U_{э\text{-}б} \leqslant 0,6$ *в*; $U_{э\text{-}б.доп} = 70$ *в*.

12. Задаваясь падением напряжения на базовом резисторе ($R_1$) $U_{Rб} = 2$ *в*, находим напряжение базовой обмотки задающего генератора [формула (36)]:

$$U_б = U_{Rб} + \Delta U_{э\text{-}б} = 2 + 0,6 = 2,6\ в.$$

13. Амплитудное и действующее значения тока базовой обмотки задающего генератора [формулы (11) и (21)]

$$I_{б.макс} \approx 1,5I_{к.макс}/\beta_{мин} = 1,5 \cdot 0,16/30 = 0,008\ a;$$

$$I_б = I_{б.макс}/\sqrt{2} = 0,008/\sqrt{2} \approx 0,006\ a.$$

14. Сопротивление базового резистора [формула (35)]

$$R_1 = R_б = U_{Rб}/I_{б.макс} = 2/8 \cdot 10^{-3} = 250\ ом.$$

Сопротивление второго резистора делителя [формула (38)]

$$R_2 \approx R_1 U_с = 250 \cdot 27 = 6\,800\ ом;$$

мощность на резисторе $R_2$ [формула (39)]

$$P_{R2} \approx U_с^2/R_2 = 27^2/6\,800 \approx 0,11\ вт.$$

Емкость, шунтирующая базовый резистор ($R_1$), подбирается экспериментально и лежит в пределах 0,25—2 *мкф*.

**Трансформатор задающего генератора**

15. Типовая мощность трансформатора задающего генератора, работающего на мостовую схему преобразователя [формула (15)]:

$$P_{тип.дв} \approx 2,1U_2 I_2 = 2,1U_{б(ум)} \cdot 2I_{б(ум)} = 2,1 \cdot 2,3 \cdot 2 \cdot 0,58 = 5,6\ ва.$$

Ввиду малой типовой мощности сердечник трансформатора будем выбирать по коэффициенту заполнения окна ($k_м$).

Выбираем сердечник типа ОЛ16/20-3 из материала 50НП толщиной 0,05 *мм* ($D = 20$ *мм*, $d = 16$ *мм*, $c = 3$ *мм*), у которого $Q_{ст} = 0,06$ *см*²; $Q_о = 2$ *см*².

16. Напряжение на половине коллекторной обмотки трансформатора задающего генератора [формула (16)]

$$U_к = U_с - \Delta U_{к\text{-}э} = 27 - 0,4 = 26,6\ в.$$

17. Действующее значение тока коллекторной обмотки задающего генератора [формула (20)]

$$I_к = I_{к.макс}/\sqrt{2} = 0,16/\sqrt{2} \approx 0,12\ a.$$

18. Учитывая, что материал 50НП имеет $B_s = 1,5$ *тл*, находим число витков обмоток трансформатора задающего генератора [фор-

мулы (4), (17), (18)]:

коллекторной

$$w_к = \frac{U_к \cdot 10^4}{4fBQ_{ст} k_с} = \frac{26,6 \cdot 10^4}{4 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 0,06 \cdot 0,7} = 350 \text{ витков } (\times 2);$$

базовой

$$w_б = w_к U_б / U_к = 350 \cdot 2,6/26,6 = 34 \text{ витка } (\times 2);$$

выходных

$$w_2 = w_3 = w_4 = w_5 = w_к U_{б(ум)}/U_к = 350 \cdot 2,3/26,6 = 30 \text{ витков } (\times 4).$$

19. Принимая плотность тока $\delta = 6$ *а/мм²*, находим диаметры проводов обмоток трансформатора задающего генератора [формула (23)]:

$$d_к = 1,13 \sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,12}{6}} = 0,16 \text{ мм};$$

$$d_б = d_к = 0,16 \text{ мм};$$

$$d_2 = d_3 = d_4 = d_5 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{б(ум)}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,58}{6}} = 0,35 \text{ мм}.$$

20. Проверяем коэффициент заполнения окна сердечника

$$k_м = \frac{10^{-2}}{Q_о} \left( \frac{2w_к \pi d_к^2}{4} + \frac{2w_б \pi d_б^2}{4} + \frac{4w_2 \pi d_2^2}{4} \right) =$$

$$= \frac{10^{-2}}{2} \left( \frac{2 \cdot 350\pi \cdot 0,16^2}{4} + \frac{2 \cdot 34 \cdot \pi \cdot 0,16^2}{4} + \frac{4 \cdot 30 \cdot \pi \cdot 0,35^2}{4} \right) \approx 0,14.$$

Так как $k_м = 0,14 < 0,2$, то обмотки уместятся в окне выбранного сердечника.

**Выходной трансформатор**

21. Напряжение на первичной (коллекторной) обмотке выходного трансформатора [формула (16а)]

$$U_к = U_с - 2\Delta U_{к\text{-}э} = 27 - 2 \cdot 0,6 = 25,8 \text{ в}.$$

22. Действующее значение тока первичной (коллекторной) обмотки выходного трансформатора [формула (20а)]

$$I_к = I_{к \cdot макс} = 8,2 \text{ а}.$$

23. Типовая мощность выходного трансформатора [формула (13)]

$$P_{тип} = \frac{P_к + P_2}{2} = \frac{25,8 \cdot 8,2 + 127 \cdot 1,5}{2} = 200 \text{ ва}.$$

24. Находим плотность тока в обмотках по графику на рис. 22; для отношения

$$f/P_{тип} = 3\,000/200 = 15 \quad \delta = 4,7 \text{ а/мм}^2.$$

25. Находим размеры сердечника выходного трансформатора из материала 50НП толщиной 0,05 *мм*, задаваясь $B=0,8$ *тл* [формула (12)]:

$$Q_{ст} Q_о \geqslant \frac{P_{тип} \cdot 10^2}{2fB\delta\eta_{тр}\, sk_с\, k_м} = \frac{200 \cdot 10^2}{2 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \cdot 4,7 \cdot 0,93 \cdot 1 \cdot 0,7 \cdot 0,2} = 6,8\ см^4.$$

Выбираем сердечник ОЛ36/56-10 ($D=56$ *мм*; $d=36$ *мм*; $c=10$ *мм*), у которого $Q_{ст}=1$ *см*²; $Q_о=10,2$ *см*²; $Q_{ст}Q_о=1 \cdot 10,2=10,2$ *см*⁴; объем сердечника $v_{ст}=14,52$ *см*³; удельные потери $p_{уд} \approx 50$ *вт/кг*.

26. Число витков коллекторной обмотки выходного трансформатора [формула (4)]

$$w_к = \frac{U_к \cdot 10^4}{4fBQ_{ст}\, k_с} = \frac{25,8 \cdot 10^4}{4 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \cdot 1 \cdot 0,7} = 39\ \text{витков};$$

число витков вторичной обмотки [формула (18)]

$$w_2 = w_к\, U_2/U_к = 39 \cdot 127/25,8 = 192\ \text{витка}.$$

27. Диаметры проводов обмоток без изоляции [формула (23)]

$$d_к = 1,13 \sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{8,2}{4,7}} \approx 1,56\ мм;$$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{1,5}{4,7}} = 0,64\ мм.$$

28. Средняя длина витка обмоток выходного трансформатора

$$l_м = 2\left(\frac{D-d}{2} + c\right) + \pi \frac{d}{2} = 2\left(\frac{56-36}{2} + 10\right) + \pi \frac{36}{2} = 96\ мм = 9,6\ см.$$

29. Сопротивления обмоток [формула (49)]

$$r_к = 2,2 \cdot 10^{-4} \frac{l_м\, w_к}{d_к^2} = 2,2 \cdot 10^{-4} \frac{9,6 \cdot 39}{1,56^2} = 0,034\ ом;$$

$$r_2 = 2,2 \cdot 10^{-4} \frac{l_м\, w_2}{d_2^2} = 2,2 \cdot 10^{-4} \frac{9,6 \cdot 192}{0,64^2} = 1\ ом.$$

30. Потери в меди обмоток [формула (48а)]

$$P_м = I_к^2 r_к + I_2^2 r_2 = 8,2^2 \cdot 0,034 + 1,5^2 \cdot 1 = 4,5\ вт.$$

31. Потери в сердечнике [формулы (47) и (43)]

$$P_{ст} = p_{уд}\, M_{ст} = p_{уд}\, \rho v_{ст}\, k_с = 50 \cdot 8,2 \cdot 14,52 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3} = 4,2\ вт.$$

32. Наружная (охлаждающая) поверхность обмоток тороидального выходного трансформатора [формула (46б)]

$$S_м \approx 2,5D\,(D + d) = 2,5 \cdot 5,6\,(5,6 + 3,6) = 130\ см^2.$$

33. Удельная поверхность охлаждения, приходящаяся на 1 *вт* полных потерь [формулы (50), (51)]:

$$s_{ст.м} = S_м/(P_{ст} + P_м) = 130/(4,2 + 4,5) \approx 15\ см^2/вт$$

(потери суммируются, так как кольцевой сердечник охлаждается через обмотки).

Полученная величина удельной поверхности охлаждения (15 *см²/вт*) меньше желательной величины (18 *см²/вт*); поэтому перегрев выходного трансформатора над окружающей температурой будет немного выше 50 °С

Для получения величины удельной поверхности охлаждения, близкой к желательной, следует уменьшить индукцию в сердечнике до 0,65 *тл* ($p_{уд} \approx 30$ *вт/кг*), а плотность тока — до 4,2 *а/мм²*, что снизит потери и перегрев до приемлемых величин при том же размере сердечника.

**1. Основные данные некоторых транзисторов (при температуре окружающей среды +20±5° С)**

| Обозначение транзистора | $I_{к.макс}$, *а* | $\beta=\frac{\alpha}{1-\alpha}$ | $U_{к\text{-}э.макс}$, *в* | $U_{э\text{-}б.макс}$, *в* | $\Delta U_{к\text{-}э}$, *в* | $f_{макс}$, *Мгц* | $P_{к\ макс}$, *вт* с теплоотводом | $P_{к\ макс}$, *вт* без теплоотвода | $T_{пер.макс}$, °С | $R_т$, °С/*вт* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| МП25 | 0,3 | 13—25 | 60 | 40 | 0,3 | 0,2 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| МП25А | 0,4 | 20—50 | 60 | 40 | 0,3 | 0,2 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| МП25Б | 0,4 | 30—80 | 60 | 40 | 0,3 | 0,5 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| МП26 | 0,3 | 13—25 | 100 | 70 | 0,3 | 0,2 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| МП26А | 0,4 | 20—50 | 100 | 70 | 0,3 | 0,2 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| МП26Б | 0,4 | 30—80 | 100 | 70 | 0,3 | 0,5 | — | 0,2 | 75 | 0,2 |
| П302 | 0,5 | 10 | 35 | — | 6 | 0,2 | 7 | 1 | 120 | 10 |
| П303 | 0,5 | 6 | 60 | — | 10 | 0,1 | 10 | 1 | 120 | 10 |
| П303А | 0,5 | 6 | 60 | — | 2,5—4 | 0,1 | 10 | 1 | 120 | 10 |
| П304 | 0,5 | 5 | 80 | — | 10 | 0,05 | 10 | 1 | 120 | 10 |
| П701 | 1,0 | 10—40 | 40 | 2 | 7 | 20 | 10 | 1 | 150 | 10 |
| П701А | 1,0 | 15—60 | 60 | 2 | 7 | 20 | 10 | 1 | 150 | 10 |
| П702 | 2,0 | 25 | 60 | 3 | 2,5 | 1 | 40 | 4 | 120 | 2,5 |
| П702А | 2,0 | 10 | 60 | 3 | 2,5 | 1 | 40 | 4 | 120 | 2,5 |
| П210Б | 12 | 10 | 50 | 25 | — | 0,1 | 45 | — | 70 | 1 |
| П210В | 12 | 10 | 40 | 25 | — | 0,1 | 45 | — | 70 | 1 |
| КТ904А | 0,8 | 3,5 | 60 | 4 | — | — | 5 | — | 120 | 16 |
| КТ904Б | 0,8 | 3,0 | 60 | 4 | — | — | 5 | — | 120 | 16 |
| КТ903А | 3 | 15—70 | 60 | 4 | 2,5 | — | 30 | — | 115 | 3,3 |
| КТ803А | 10 | 10—70 | 80 | 4 | 0,5 | — | 60 | — | 150 | — |
| ГТ806А | 20 | 10 | 75 | 2 | 2,5 | 10 | 30 | 2 | 85 | 2 |
| ГТ806Б | 20 | 10 | 100 | 2 | 0,7 | 10 | 30 | 2 | 85 | 2 |
| ГТ806В | 20 | 10 | 120 | 2 | 0,7 | 10 | 30 | 2 | 85 | 2 |
| | | | | | 0,7 | | | | | |

**2. Основные данные некоторых выпрямительных диодов, столбов и блоков (при температуре окружающей среды +20±5° С)**

| Тип диода | Максимально допустимый выпрямленный ток, *а* | Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в* | Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в* | Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма* |
|---|---|---|---|---|
| | | *Германиевые диоды* | | |
| Д7А | 0,3 | 50 | 0,5 | 0,1 |
| Д7Б | 0,3 | 100 | 0,5 | 0,1 |
| Д7В | 0,3 | 150 | 0,5 | 0,1 |
| Д7Г | 0,3 | 200 | 0,5 | 0,1 |
| Д7Д | 0,3 | 300 | 0,5 | 0,1 |
| Д7Е | 0,3 | 350 | 0,5 | 0,1 |
| Д7Ж | 0,3 | 400 | 0,5 | 0,1 |
| Д302 | 1 | 200 | 0,25 | 1 |
| Д303 | 3 | 150 | 0,3 | 1 |
| Д304 | 5 | 100 | 0,3 | 3 |
| Д305 | 10 | 50 | 0,35 | 3 |
| | | *Кремниевые диоды* | | |
| Д223 | 0,05 | 50 | 1 | 0,001 |
| Д223А | 0,05 | 100 | 1 | 0,001 |
| Д223Б | 0,05 | 150 | 1 | 0,001 |
| Д206 | 0,1 | 100 | 1 | 0,1 |
| Д207 | 0,1 | 200 | 1 | 0,1 |
| Д208 | 0,1 | 300 | 1 | 0,1 |
| Д209 | 0,1 | 400 | 1 | 0,1 |
| Д210 | 0,1 | 500 | 1 | 0,1 |
| Д211 | 0,1 | 600 | 1 | 0 1 |
| Д217, МД217 | 0,1 | 800 | 0,7 | 0,05 |
| Д218, МД218 | 0,1 | 1 000 | 0,7 | 0,05 |
| Д226Б, МД226Б, КД105Б | 0,3 | 400 | 1 | 0,1 |
| Д226Г, МД226Г | 0,3 | 200 | 1 | 0,1 |
| Д226Д, МД226Д | 0,3 | 100 | 1 | 0,1 |
| КД105В | 0,3 | 600 | 1 | 0,1 |
| КД105Г | 0,3 | 800 | 1 | 0,1 |
| Д229В | 0,4 | 100 | 1 | 0,3 |
| Д229Г | 0,4 | 200 | 1 | 0,3 |

| Тип диода | Максимально допустимый выпрямленный ток, *а* | Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в* | Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в* | Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма* |
|---|---|---|---|---|
| Д229Д | 0,4 | 300 | 1 | 0,3 |
| Д229Е | 0,4 | 400 | 1 | 0,3 |
| КД202А | 3 | 50 | 1 | 1 |
| КД202Б | 1 | 50 | 1 | 1 |
| КД202В | 3 | 100 | 1 | 1 |
| КД202Г | 1 | 100 | 1 | 1 |
| КД202Д | 3 | 200 | 1 | 1 |
| КД202Е | 1 | 200 | 1 | 1 |
| КД202Ж | 3 | 300 | 1 | 1 |
| КД202И | 1 | 300 | 1 | 1 |
| КД202К | 3 | 400 | 1 | 1 |
| КД202Л | 1 | 400 | 1 | 1 |
| КД202М | 3 | 500 | 1 | 1 |
| КД202Н | 1 | 500 | 1 | 1 |
| КД202Р | 3 | 600 | 1 | 1 |
| КД202С | 1 | 600 | 1 | 1 |
| Д242А, Д242 | 10 | 100 | 1—1,2 | 3 |
| Д242Б | 5 | 100 | 1,5 | 3 |
| Д243А, Д243 | 10 | 200 | 1—1,2 | 3 |
| Д243Б | 5 | 200 | 1,5 | 3 |
| Д245А, Д245 | 10 | 300 | 1—1,2 | 3 |
| Д245Б | 5 | 300 | 1,5 | 3 |
| Д246А, Д246 | 10 | 400 | 1—1,2 | 3 |
| Д246Б | 5 | 400 | 1,5 | 3 |
| Д247 | 10 | 500 | 1,2 | 3 |
| Д247Б | 5 | 500 | 1,5 | 3 |
| Д248Б | 5 | 600 | 1,5 | 3 |
| КД203А | 10 | 600 | 1 | 1,5 |
| КД203Б | 5 | 800 | 1 | 1,5 |
| КД203В | 10 | 800 | 1 | 1,5 |
| КД203Г | 5 | 1 000 | 1 | 1,5 |
| КД203Д | 10 | 1 000 | 1 | 1,5 |
| *Кремниевые столбы и блоки* | | | | |
| Д1004 | 100 | 2 000 | 6 | 0,1 |
| Д1005А | 50 | 4 000 | 6 | 0,1 |
| Д1005Б | 100 | 4 000 | 11 | 0,1 |

| Тип диода | Максимально допустимый выпрямленный ток, *а* | Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в* | Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в* | Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма* |
|---|---|---|---|---|
| Д1006 | 100 | 6 000 | 11 | 0,1 |
| Д1007 | 75 | 8 000 | 11 | 0,1 |
| Д1008 | 50 | 10 000 | 11 | 0,1 |
| Д1009 | 100 | 2 000 | 4 | 0,1 |
| Д1009А | 300 | 2 000 | 8 | 0,1 |
| Д1010 | 100×2 | 2 000×2 | 3 | 0,1 |
| Д1010А | 300×2 | 1 000×2 | 5 | 0,1 |
| Д1011 | 500×2 | 500×2 | 2,5 | 0,1 |
| Д1011А | 300×2 | 500×2 | 2,5 | 0,1 |
| КЦ401Б | 250×4 | 500×4 | 2,5 | 0,1 |
| КЦ401В | 250×4 | 400×4 | 2,5 | 0,1 |
| КД205А | 0,5×2 | 500×2 | 1 | 0,1 |
| КД205Б | 0,5×2 | 400×2 | 1 | 0,1 |
| КД205В | 0,5×2 | 300×2 | 1 | 0,1 |
| КД205Г | 0,5×2 | 200×2 | 1 | 0,1 |
| КД205Д | 0,5×2 | 100×2 | 1 | 0,1 |
| КД205Е | 0,3×2 | 500×2 | 1 | 0,1 |

**3. Основные данные некоторых кремниевых стабилитронов (при температуре окружающей среды +20 ±5° С)**

| Тип стабилитрона | Напряжение стабилизации, *в* | Ток стабилизации, *ма* | Наибольшее динамическое сопротивление, *ом* | Температурный коэффициент, %/°С |
|---|---|---|---|---|
| Д818А | 9+15% | 3—33 | 70; 18 | +0,02 |
| Д818Б | 9—15% | 3—33 | 70; 18 | —0,02 |
| Д818В | 9±10% | 3—33 | 70; 18 | ±0,01 |
| Д818Г | 9±5% | 3—33 | 70; 18 | ±0,005 |
| Д818Д | 9±5% | 3—33 | 70; 18 | ±0,002 |
| Д818Е | 9±5% | 3—33 | 70; 18 | ±0,001 |
| КС133А | 2,97—3,63 | 3—81 | 180; 65 | |
| КС139А | 3,51—4,29 | 3—70 | 180; 60 | |
| КС147А | 4,23—5,17 | 3—58 | 160; 56 | |
| КС156А | 5,04—6,16 | 3—55 | 160; 46 | |
| КС168А | 6,12—7,48 | 3—45 | 120; 30 | |
| Д814А, (Д808) | 7—8,5 | 1—40,(1—33) | 12; 6 | +0,07 |

| Тип стабилитрона | Напряжение стабилизации, *в* | Ток стабилизации, *ма* | Наибольшее динамическое сопротивление, *ом* | Температурный коэффициент, %/°C |
|---|---|---|---|---|
| Д814Б, (Д809) | 8—9,5 | 1—36,(1—29) | 18; 10 | +0,08 |
| Д814В, (Д810) | 9—10,5 | 1—32,(1—26) | 25; 12 | +0,09 |
| Д814Г, (Д811) | 10—12 | 1—29,(1—23) | 30; 15 | +0,095 |
| Д814Д, (Д813) | 11,5—14 | 1—24,(1—20) | 35; 18 | +0,095 |
| Д815А, АП | 5,6±10% | 50—1 400 | 20; 0,6 | +0,045 |
| Д815Б, БП | 6,8±10% | 50—1 150 | 15; 0,8 | +0,05 |
| Д815В, ВП | 8,2±10% | 50—950 | 8; 1 | +0,07 |
| Д815Г, ГП | 10±10% | 25—800 | 15; 18 | +0,08 |
| Д815Д, ДП | 12±10% | 25—650 | 20; 2 | +0,09 |
| Д815Е, ЕП | 15±10% | 25—550 | −25; 2,5 | +0,1 |
| Д815Ж, ЖП | 18±10% | 25—450 | 30; 3 | +0,11 |
| Д816А, АП | 22±10% | 10—230 | 120; 7 | +0,12 |
| Д816Б, БП | 27±10% | 10—180 | 150; 8 | +0,12 |
| Д816В, ВП | 33±10% | 10—150 | 150; 10 | +0,12 |
| Д816Г, ГП | 39±10% | 10—130 | 150; 12 | +0,12 |
| Д816Д, ДП | 47±10% | 10—110 | 150; 15 | +0,12 |
| Д815И, ИП | 4,7±15% | 50—1 400 | 40; 0,9 | +0,056 |
| Д817А, АП | 56±10% | 5—90 | 200; 35 | +0,14 |
| Д817Б, БП | 68±10% | 5—75 | 200; 40 | +0,14 |
| Д817В, ВП | 82±10% | 5—60 | 300; 45 | +0,14 |
| Д817Г, ГП | 100±10% | 5—50 | 300; 50 | +0,14 |
| КС620А, АП | 120±18 | 5—42 | 1 000; 150 | +0,2 |
| КС630А, АП | 130±19,5 | 5—38 | 1 600; 180 | +0,2 |
| КС650А, АП | 150±22,5 | 2,5—33 | 2 400; 255 | +0,2 |
| КС680А, АП | 180+27 | 2,5—28 | 3 000; 330 | +0,2 |

Примечания: 1. Напряжение стабилизации указано при токе стабилизации 5 *ма* для Д808—Д811 и Д813—Д814, 10 *ма* для Д818, 1 *а* для Д815А—Д815В, 0,5 *а* для Д815Г — Д815Ж, 150 *ма* для Д816, 50 *ма* для Д817.

2. Наибольшее динамическое сопротивление указано при токах стабилизации 1 и 5 *ма* для Д808—Д811, Д813—Д814, 3 и 10 *ма* для Д818, КС133А, КС139А, КС147А, КС156А КС168А, 50 и 1 000 *ма* для Д815А—Д815В, 25 и 500 *ма* для Д815Г—Д815Ж, 10 и 150 *ма* для Д816, 5 и 50 *ма* для Д817, КС620А, КС630А, 2,5 и 25 *ма* для КС650А, КС680А.

## 4. Основные данные некоторых кольцевых сердечников для трансформаторов преобразователей

| Тип сердечника | $D$, *мм* | $d$, *мм* | $c$, *мм* | $(D-d)/2$, *мм* | $Q_{ст}$, *см*$^2$ | $Q_о$, *см*$^2$ | $Q_{ст}\,Q_о$, *см*$^4$ | Длина средней магнитной силовой линии, *см* | Объем сердечника $v_{ст}$, *см*$^3$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ОЛ12/14-3 | 14 | 12 | 3 | 1 | 0,03 | 1,13 | 0,034 | 4,1 | 0,123 |
| ОЛ14/17-3 | 17 | 14 | 3 | 1,5 | 0,045 | 1,54 | 0,069 | 4,86 | 0,219 |
| ОЛ16/20-3 | 20 | 16 | 3 | 2 | 0,06 | 2,0 | 0,121 | 5,65 | 0,339 |
| ОЛ18/23-4 | 23 | 18 | 4 | 2,5 | 0,1 | 2,55 | 0,25 | 6,45 | 0,646 |
| ОЛ20/25-5 | 25 | 20 | 5 | 2,5 | 0,125 | 3,14 | 0,39 | 7,1 | 0,884 |
| ОЛ20/25-6,5 | 25 | 20 | 6,5 | 2,5 | 0,162 | 3,14 | 0,51 | 7,1 | 1,15 |
| ОЛ20/28-5 | 28 | 20 | 5 | 4 | 0,2 | 3,14 | 0,63 | 7,55 | 1,51 |
| ОЛ22/30-5 | 30 | 22 | 5 | 4 | 0,2 | 3,82 | 0,765 | 8,2 | 1,63 |
| ОЛ22/30-6,5 | 30 | 22 | 6,5 | 4 | 0,26 | 3,82 | 0,99 | 8,2 | 2,12 |
| ОЛ25/35-5 | 35 | 25 | 5 | 5 | 0,25 | 4,9 | 1,23 | 9,42 | 2,36 |
| ОЛ25/35-6,5 | 35 | 25 | 6,5 | 5 | 0,325 | 4,9 | 1,6 | 9,42 | 3,06 |
| ОЛ25/40-5 | 40 | 25 | 5 | 7,5 | 0,375 | 4,9 | 1,84 | 10,2 | 3,83 |
| ОЛ25/40-6,5 | 40 | 25 | 6,5 | 7,5 | 0,49 | 4,9 | 2,4 | 10,2 | 4,97 |
| ОЛ28/40-8 | 40 | 28 | 8 | 6 | 0,48 | 6,1 | 2,95 | 10,7 | 5,13 |
| ОЛ28/40-10 | 40 | 28 | 10 | 6 | 0,6 | 6,1 | 3,7 | 10,7 | 6.41 |
| ОЛ32/45-8 | 45 | 32 | 8 | 6,5 | 0,52 | 8,0 | 4,15 | 12,1 | 6,29 |
| ОЛ32/50-8 | 50 | 32 | 8 | 9 | 0,72 | 8,0 | 5,7 | 12,9 | 9,29 |
| ОЛ36/56-10 | 56 | 36 | 10 | 10 | 1,0 | 10,2 | 10,2 | 14,4 | 14,52 |
| СЛ40/56-16 | 56 | 40 | 16 | 8 | 1,28 | 12,5 | 16 | 15 | 19,47 |

**5. Удельные потери $p_{уд}$ (*вт/кг*) в магнитных материалах 34НКМП, 50НП и 79НМ в зависимости от частоты *f* и индукции *B***

| *f*, *кгц* | *B*, *тл* | Марка материала, индукция насыщения, плотность материала и толщина ленты | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 34НКМП | | 50НП | | 79НМ | | |
| | | $B_s$=1,5 *тл*, ρ=8,7 *г/см*³ | | $B_s$=1,5 *тл*, ρ=8,2 *г/см*³ | | $B_s$=0,75 *тл*, ρ=8,6 *г/см*³ | | |
| | | 0,1 *мм* | 0,05 *мм* | 0,05 *мм* | 0,02 *мм* | 0,1 *мм* | 0,05 *мм* | 0,02 *мм* |
| 1,0 | 0,5 | 2,3 | 2,7 | 6 | 3,4 | 1,2 | 0,9 | 1 |
| | 0,65 | 3,6 | 3,9 | 8,4 | 4,4 | 2,1 | 1,4 | 1,4 |
| | 1,0 | 7,2 | 7 | 15 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 10 | 9,1 | 19 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 13 | 11,5 | 23 | — | — | — | — |
| 1,6 | 0,5 | 4,5 | 4,8 | — | — | 2,5 | 1,6 | 1,6 |
| | 0,65 | 7 | 7 | — | — | 4,5 | 2,7 | 2,6 |
| | 1,0 | 14 | 13,3 | — | — | — | — | — |
| | 1,2 | 19 | 17,3 | — | — | — | — | — |
| | 1,4 | 25 | 22 | — | — | — | — | — |
| 2,4 | 0,5 | 7,4 | 8,5 | 17 | 9,6 | 5,2 | 2,9 | 2,7 |
| | 0,65 | 11,5 | 12,5 | 24 | 13,5 | 9,4 | 4,8 | 4,3 |
| | 1,0 | 26 | 23 | 43 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 35 | 30 | 54 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 45 | 37 | 65 | — | — | — | — |
| 3,5 | 0,5 | 14 | 15 | 27 | — | 11 | 5,2 | 4,4 |
| | 0,65 | 21 | 22 | 37 | — | 20 | 8,6 | 7 |
| | 1,0 | 43 | 42 | 70 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 60 | 54 | 89 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 75 | 68 | 107 | — | — | — | — |
| 5,0 | 0,5 | 25 | 23 | 42 | 21,5 | 20 | 10,5 | 6,6 |
| | 0,65 | 38 | 33 | 59 | 30 | 36 | 16 | 11 |
| | 1,0 | 79 | 66 | 120 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 105 | 86 | 150 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 135 | 107 | 180 | — | — | — | — |
| 7,5 | 0,5 | 46 | 40 | 67 | 41 | 41 | 20 | 12 |
| | 0,65 | 65 | 58 | 94 | 58 | 74 | 33 | 20 |
| | 1,0 | 133 | 118 | 205 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 180 | 152 | 260 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 230 | 190 | 310 | — | — | — | — |
| 10 | 0,5 | 68 | 61 | 100 | 56 | 90 | 32 | 18 |
| | 0,65 | 103 | 90 | 140 | 78 | 160 | 51 | 38 |
| | 1,0 | 220 | 173 | 287 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 295 | 225 | 360 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 380 | 280 | 440 | — | — | — | — |

| *f*, *кгц* | *B*, *тл* | Марка материала, индукция насыщения, плотность материала и толщина ленты | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 34НКМП | | 50НП | | 79НМ | | |
| | | $B_s = 1{,}5$ *тл*, $\rho = 8{,}7$ *г/см*³ | | $B_s = 1{,}5$ *тл*, $\rho = 8{,}2$ *г/см*³ | | $B_s = 0{,}75$ *тл*, $\rho = 8{,}6$ *г/см*³ | | |
| | | 0,1 *мм* | 0,05 *мм* | 0,05 *мм* | 0,02 *мм* | 0,1 *мм* | 0,05 *мм* | 0,02 *мм* |
| 15 | 0,5 | 132 | 113 | 142 | — | 175 | 63 | 35 |
| | 0,65 | 205 | 165 | 195 | — | 320 | 100 | 60 |
| | 1,0 | 400 | 220 | 470 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 550 | 425 | 600 | — | — | — | — |
| | 1,4 | 700 | 540 | 720 | — | — | — | — |
| 20 | 0,5 | 212 | 155 | 190 | — | 305 | 100 | 53 |
| | 0,65 | 330 | 230 | 260 | — | 500 | 150 | 80 |
| | 1,0 | 650 | 460 | 720 | — | — | — | — |
| | 1,2 | 900 | 600 | 930 | — | — | — | — |

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ


1. **Коссов О. А.** Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. М., «Энергия», 1964.

2. **Хасаев О. И.** Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. М., «Наука», 1966.

3. **Ловушкин В. Н.** Транзисторные преобразователи постоянного напряжения. М., «Энергия», 1967.

4. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М., «Советское радио», 1969.

5. **Александров Ф. И. и Сиваков А. Р.** Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения на транзисторах. М., «Энергия», 1970.

6. **Захаров Ю. К.** Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах. М., Воениздат, 1964.

7. **Журавлев А. А. и Мазель К. Б.** Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. М., «Энергия», 1964.

8. **Моин В. С. и Лаптев Н. Н.** Стабилизированные транзисторные преобразователи. М., «Энергия», 1972.

## СОДЕРЖАНИЕ

Цена 25 коп.